

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRYČASOPIS
PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXX/1981 ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

30 let Svazarmu	201
REPRODUKČNÍ ZAŘÍZENÍ V DOMÁCNOSTI	
Volba výstupního výkonu ní zesilovače	202
Reproduktory a reproduktorové soustavy	203
Elektrické výhybky	204
Aktivní reproduktorové soustavy	206
Stavebnice reproduktorových soustav	208
Nízkofrekvenční zesilovače	209
s komplementárními tranzistory	210
s integrovanými obvody	211
Korekční předzesilovače	214
Elektronické přepínání vstupů a vstupní zesilovače	219
Stereofonní dekodéry	222
Mf zesilovače	225
Základní vlastnosti kmitočtové modulace	228
Určení nutné šířky pásma při mo- nofonním a stereofonním provozu	229
Jednotky VKV a příklady zapojení	232
Přijímače AM	233
Dálkové ovládání přijímače FM	236
Automatické ladění	237
Obvod tichého ladění	238
Přijímač a vysílač ultrazvuko- vých ovládacích signálů	238
Je přijímán pořad skutečně stereofonní?	239
Určení relativní velikosti stereo- fonního efektu osciloskopem	239
Jednoduchý indikátor stereofonního pořadí s automatickým spínačem MONO-STEREO	240

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelsví NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7. Zastupující šéfredaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, RNDr. V. Brunnhofer, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, M. Háša, Z. Hradský, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, ing. E. Můčík, V. Němec, K. Novák, RNDr. L. Ondříš, ing. O. Petráček, ing. E. Smutný, doc. ing. J. Vackář, laureát st. ceny KG, ing. J. Zima. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51, l. 353, sekretářka l. 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotlivých ozebrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisků, Jindřichská 14, Praha 1. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6 – Liboc, Vlastina 710. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044. Toto číslo má vyjít podle plánu 1. října 1981. © Vydavatelství NAŠE VOJSKO, Praha

30 LET SVAZARMU

Před třiceti lety, v pátek 2. listopadu 1951, schválilo Národní shromáždění Zákon o branné výchově, čímž byl položen základ k masovému rozvoji branné výchovy v poválečném Československu a ke vzniku naší branné organizace – Svazu pro spolupráci s armádou, jehož ustavující schůze probíhaly již dva dny na to – v neděli 4. listopadu 1951.

Radioamatérská organizace prošla koncem čtyřicátých a začátkem padesátých let několika zásadními změnami. Po válce obnovená radioamatérská organizace ČAV (Českoslovenští amatéři vysíláči) byla začleněna podle rozhodnutí známého Sliachského valného sjezdu ČAV v dubnu 1950 do organizace Revolučního odborového hnutí, kde potom radioamatéři působili a pracovali v tzv. radioamatérských kroužcích a kolektivních stanicích, jež byly zřizovány při podnikových a závodních výborech ROH. Práce těchto kolektivů byla koordinována v krajových sborech ROH-ČAV, jejichž zástupci tvořili ústřední sbor ROH-ČAV.

Členství radioamatérů v ROH nespĺnilo původní optimistické předpoklady a narazilo na mnohé obtíže a neporozumění. Podle názoru jednoho z tehdejších čelních představitelů radioamatérského hnutí (AR1/52) to bylo způsobeno příliš úzkým odborným zaměřením radioamatérů a nízkou úrovní jejich politickovychovné a agitační práce v tehdejší době. Tak docházelo na mnoha místech prakticky až k odtržení radioklubů od závodních klubů ROH. Důvody však byly ještě další: problémy s distribucí materiálu radioklubům, neúplná registrace jejich členů atd.

Začlenění radioamatérské organizace do ROH se ukázalo jenom jako přechodné řešení, přesto však přineslo – i přes poměrně krátkou dobu svého trvání – některé příznivé výsledky, hlavně pokud se týče propagace a popularizace radioamatérství mezi mladými lidmi pracujícími v průmyslu.

Českoslovenští radioamatéři uvítali rozhodnutí Národního shromáždění o vzniku Svazu pro spolupráci s armádou ze 2. listopadu 1951 a ještě do konce roku (v prosinci) 1951 schválily i nejvyšší orgány ROH vyloučení radioamatérů z ROH. Byl vytvořen Svaz československých radioamatérů bez přímé podřízenosti ROH a stal se kolektivním členem Svazu pro spolupráci s armádou. Posláním Svazu československých radioamatérů bylo „sdružovat a školit zájemce o pěstování radiotechniky a elektroniky ze záliby a napomáhat ke zvyšování brannosti našeho lidu v oboru spojovací techniky“.

Tehdejší ministr národní obrany arm. gen. dr. A. Čepička při příležitosti založení Svazarmu řekl: „Opatření o branné výchově bylo přijato ve veřejnosti s velkým nadšením. Je důležité, aby nic z tohoto nadšení nebylo promarněno. Zejména bude záležet na tom, aby branná výchova byla rozvíjena v těsné spolupráci s naší armádou a prováděna živým způsobem.“

I forma kolektivního členství Svazu československých radioamatérů ve Svazarmu se brzy ukázala jako nevhodná. Ústřední orgány Svazarmu se snažily odstranit nedostatky kolektivního členství ve Svazarmu a konečně v říjnu 1952 na rozšířeném zasedání ÚV Svazarmu za přítomnosti představitelů kolektivních členů Svazarmu bylo přijato usnesení, podle něhož byli dosavadní kolektivní členové začleněni do Svazarmu podle zásad individuálního členství, jak je známe dnes. Toto usnesení se týkalo Svazu čs. radioamatérů, Doslentu (Dobrovolný svaz lidového letectví), Dobrovolného svazu lidového motorismu, Kynologické jednoty a Svazu chovatelů poštovních holubů.

Radioamatéři vytvořili v rámci základních organizací Svazarmu tzv. odbornou sekci rádia. U okresních, krajských a při ústředním výboru Svazarmu byly vytvořeny poradní orgány pro práci jednotlivých sekcí Svazarmu, v našem případě tedy okresní, krajské a ústřední orgány sekce rádia. Tedy struktura přibližně shodná s tou, jak ji známe dnes.

Samozřejmě, že s tak zásadní reorganizační změnou vyvstaly značné problémy. Etapa od vzniku Svazarmu do jeho I. sjezdu v roce 1955 byla zaměřena na jejich řešení a na rozšiřování členské základny. Vysíláč Ústředního radioklubu Svazarmu např. hlásil ještě v říjnu 1955, že v souvislosti s výměnou členských legitimací Svazarmu, která probíhala dva měsíce před I. sjezdem, bylo zjištěno, že desítky radioamatérů vůbec neplatí členské příspěvky, ani nejsou členy Svazarmu, ba dokonce se našli takoví

i mezi radioamatérskými funkcionáři! I. sjezd Svazarmu schválil stanovy Svazarmu, které byly předtím rozšířeny k vyjádření a k diskusi do základních organizací, upevnil tak vnitrosvazovou kázeň a stanovil úkoly pro další období.

Z hlediska radioamatérů byl mimořádně zajímavý II. sjezd Svazarmu, konaný v červnu 1961, a to z toho důvodu, že podstatnou část jednání zabírala radioamatérská tematika. Tehdejší předseda ÚV Svazarmu genpor. Čeněk Hruška hodnotil práci radioamatérů ve Svazarmu v období po I. sjezdu velmi kladně: „Práce se nám rovněž dařila v provozní a technické radioamatérské činnosti. V klubech, výcvikových skupinách a družstvech je více než dvojnásobek radioamatérů a téměř sedmkrát více radiotechniků než v roce 1956.“ Delegátům II. sjezdu Svazarmu se tehdy radioamatéři představili uspořádáním celostátní výstavy radioamatérských prací přímo v sálech budovy ÚV Svazarmu v Opletalově ulici v Praze a vystoupením na Dni Svazarmu v Parku kultury a oddechu J. Fučíka, kde byla uspořádána soutěž v honu na lišku (dnes rádiový orientační běh) a soutěž v příjmu telegrafie na rychlost se zápisem rukou a na psacím stroji. Genpor. Č. Hruška poukázal ve svém projevu na II. sjezdu Svazarmu i na problémy, které tehdy tížily radioamatérské hnutí (od II. sjezdu uplynulo právě dvacet let, můžeme tedy posoudit, jak jsme se s nimi dokázali vyrovnat): „Nepodařilo se nám dosáhnout žádoucího masového rozvoje radioamatérské činnosti a stále ještě nedosahujeme světové úrovně radiotechniky a elektroniky. Rozvoj radioamatérské činnosti byl značně zbrzděn nedostatkem vhodných pracovních místností a materiálu. Technická zařízení radioklubů zdaleka neodpovídají potřebám současného rozvoje techniky a naší činnosti.“

K dalším strukturálním změnám ve Svazarmu a tedy i v radioamatérské organizaci, které se však neosvědčily, došlo v polovině 60. let. Větší odpovědnost za vlastní činnost byla přenesena do samotných základních organizací a z řídícího aparátu byl odstraněn mezičlánek krajských výborů Svazarmu a tedy i krajských rad sekce rádia. Toto vše, včetně schválení nového organizačního řádu Svazarmu, bylo na pořadu jednání III. sjezdu Svazarmu v březnu 1966. Tato etapa v historii Svazarmu je charakteristická jednáními mezi ÚV Svazarmu a ministerstvem vnitřního obchodu o rozšíření sítě radioamatérských prodejen a radioamatérského sortimentu na našem trhu.

Celospolečenská krize, která poznamenala konec 60. let, se nevyhnula ani Svazarmu a radioamatérům. Po jejím překonání nastává nová etapa v budování Svazarmu a v rozvoji radioamatérského hnutí.

V. sjezd Svazarmu v roce 1973 byl už manifestací jednoty všech svazarmovců a jejich vůle překonat nahromaděné problémy. Radioamatéři pracovali z PKOJF, kde se sjezd konal, pod speciální značkou OK50R; tato stanice přijala a předala sjezdu desítky pozdravných telegramů z ČSSR, SSSR, NDR, PLR a Jugoslávie a desítky závazků, které uzavřeli radioamatéři na počest V. sjezdu Svazarmu.

A to už jsme v současnosti. Druhá polovina sedmdesátých let je charakteristická rozpracováním dlouhodobé koncepce komplexního rozvoje radioamatérské činnosti (stejně tak byly rozpracovány i dlouhodobé koncepce rozvoje ostatních svazarmovských odborností) a velmi dobrými výsledky našich radioamatérů ve všech odvětvích jejich sportovní a technické činnosti (na mistrovstvích světa a Evropy), které lze považovat za důkaz správného směru vývoje v současné době ve Svazarmu.

To bylo konstatováno i na VI. sjezdu Svazarmu v roce 1978, který máme ještě v živé paměti. Předseda ÚV Svazarmu genpor. PhDr. Václav Horáček charakterizoval ve svém zahajovacím projevu

uplynulé období takto: „Uplynulých pět let činnosti se nám jeví jako významná etapa dalšího rozvoje Svazarmu, v níž naše hnutí naplnilo činy ústřední heslo VI. sjezdu „Pod vedením KSČ za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti.“

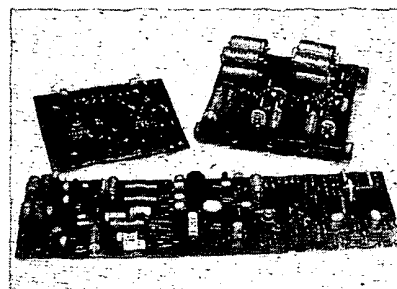
Přestože VI. sjezd Svazarmu se vyjádřil pochvalně o práci radioamatérů, připomeňme si požadavky,

kteří nám uložili: „Od radioamatérské činnosti, modelářství, elektroakustiky a videotechniky se požaduje, aby široce založenou technickou osvětou napomáhaly formovat vztah k technice a rozšiřování technických znalostí a polytechnických schopností. Naše kluby radistů a modelářů musí podstatně šířeji rozvinout práci s mládeží a získávat ji k soustavnější a organizované práci ve Svazarmu. Do jejich působení se musí promítnout požadavek, aby radiospecialisté a elektrospecialisté pro armádu byli připraveni s předstihem, a to již prací s mládeží předbrněckého věku.“

Nejsou to úkoly snadné a jejich splnění je ovlivňováno některými mimosvazarmovskými činiteli. Přesto věříme, že se s nimi vyrovnáme – jsou k tomu lepší podmínky, než kdykoli v minulosti. AR

Reprodukční zařízení v domácnosti

RNDr. Ladislav Kryška



Prostředky masové informace, jako jsou např. rozhlasové a televizní přijímače, magnetofony, videospoky (videomagnetofony) a gramofony zpřijemňují náš život. Zpřijemňují nám ho tehdy, jsou-li používány v „rozměnné“ míře. Jsou však mezi námi bohužel i lidé, kteří se chtějí „předvést“ se svým zařízením, a ti nám mohou život znepříjemnit, neboť zvyšují hladinu šumu a hluku domácího i jiných prostředí nad únosnou míru. Jsou případy, kdy vyhrávají např. na celé sídliště bez ohledu na ostatní spoluobčany. V době od 6 do 22 hodin nelze však proti nim zakročit, neboť domovní řád to neumožňuje. Tyto skutečnosti mne přivedly k otázce, jaký maximální výstupní výkon by měl mít přijímač-zesilovač, aniž bychom jeho provozem rušili sousedy nebo celé okolí, a aby přitom bylo naše reprodukční zařízení kvalitní.

Volba výstupního výkonu nízkofrekvenčního zesilovače

Než přejdeme k odpovědi na otázku volby maximálního výstupního výkonu nízkofrekvenčního zesilovače nebo ní části přijímače, je třeba se krátce seznámit s metodami měření výstupního výkonu a s terminologií používanou v daném oboru. Jmenovitý výkon a trvalý výstupní výkon definuje ČSN 36 7420.

Jmenovitý výkon je výkon, který je zesilovač schopen dodat do jmenovitého zatěžovacího odporu při dovoleném zkreslení po předepsanou dobu. Pokud není uvedeno jinak, rozumí se při kmitočtu 1 kHz. Tento výkon musí být zesilovač schopen bez ohrožení tepelné rovnováhy a ohrožení součástí dodávat při vybuzení sinusovým signálem nepřetržitě po dobu nejméně 10 minut. U zesilovačů Hi-Fi je přípustné zkreslení maximálně 1 %.

Jmenovitý výstupní výkon je výkon (udáný obvykle ve specifikovaném rozsahu kmitočtů), který může být z přístroje trvale odebírán do jmenovitého zatěžovacího odporu, přičemž provozní podmínky kteréhokoli dílu přístroje nepřesáhnou maximální přípustnou mez. Trvalý výkon musí být zesilovač schopen odevzdávat po dobu nejméně 6 hodin. Z obou definic je zřejmé, že trvalý výstupní výkon bude obvykle menší než výkon jmenovitý, neboť při dlouhodobém zatížení se zhoršují tepelné podmínky.

Některé zahraniční firmy uvádějí ještě tzv. **hudební výkon**, což je výkon, který je schopen dodat zesilovač po určitou dobu při absolutně „tvrdom“ napájecím zdroji. Jak je zřejmé, je tento výkon závislý na vnitřním odporu zdroje a na kapacitě filtračního kondenzátoru. Čím menší bude vnitřní odpor zdroje a čím větší bude kapacita filtračního elektrolytického kondenzátoru, tím menší bude rozdíl mezi jmenovitým a hudebním výkonem. Jak je zřejmé, není u hudebního výkonu definována přesná doba, po níž by zesilovač měl tento výkon dodávat, pojem hudební výkon není tedy právě nejvhodnějším parametrem pro definování vlastností zesilovače. Norma IHF/A-200 nahrazuje tento pojem veličinou **výkonová přebuditelnost**, neboť u ní je definován přesně průběh výstupního signálu (viz stat. Měření). Výkonová přebuditelnost je poměr mezi výkonem, dodaným zesilovačem během 20 ms, a jmenovitým výkonem a je udávána v nové jednotce, dBW. S pojmem dBW se budeme setkávat stále častěji, a proto si ho blíže vysvětlíme. Jednotka dBW udává poměr výstupního výkonu zesilovače k výkonu 1 W při jmenovitém zatěžovacím odporu. Uvedme několik příkladů: 10 W odpovídá 10 dBW, 100 W = 20 dBW, 200 W = 23 dBW a 250 mW = -6 dBW, 1 W = 0 dBW.

Zahraníční výrobci uvádějí obvykle u svých zařízení určitý výstupní výkon, změříme-li takové zařízení u nás předepsanými metodami, bývá výstupní výkon obvykle podstatně menší. Mnozí čtenáři se ptají, proč tomu tak je? Je to způsobeno rozdílnými definicemi výstupního výkonu v jednotlivých zemích. Tak např. trvalý výstupní výkon podle ČSN 36 7420 musí být měřen po dobu minimálně 6 hodin, kdežto podle IHF/A-200 jen po dobu 1 hodiny, takže při měření podle IHF jsou zřejmě lepší tepelné podmínky a výstupní výkon bude větší než při měření podle ČSN.

Samotný údaj o výstupním výkonu nemá pro spotřebitele žádný význam, pokud nebude známa účinnost použitých reproduktorových soustav, které budou tímto zesilovačem buzeny. Má-li jedna soustava účinnost 2 % a druhá jen 0,2 %, pak k získání stejného akustického tlaku v místnosti budeme potřebovat 10× větší výkon u soustavy s menší účinností než u soustavy s větší účinností.

Většina nízkofrekvenčních Hi-Fi má uváděn kmitočtový rozsah 20 Hz až 20 kHz (nebo i větší). To však neznamená, že výstupní výkon zesilovače je v celém kmitočtovém pásmu konstantní. Obvykle u signálů nejnižších a nejvyšších kmitočtů je povolen pokles kmitočtové charakteristiky o 3 dB. Při nejvyšších kmitočtech je

výstupní výkon závislý na vlastnostech tranzistorů nebo integrovaných obvodů a na nejnižších kmitočtech na kapacitě oddělovacího kondenzátoru, impedanci zátěže, provedení napájecího zdroje a na řadě dalších činitelů.

Udáváný výstupní výkon zesilovače je výstupní výkon, který je schopen dodat zesilovač do dané zátěže v pásmu kmitočtů, v němž je kmitočtová charakteristika rovná. Při poklesu kmitočtové charakteristiky o 3 dB se výstupní výkon zmenší na polovinu.

Je nesprávné domnívat se, že zesilovač s výstupním výkonem 100 W hraje desetkrát hlasitěji než zesilovač s výstupním výkonem 10 W. Citlivost lidského ucha vzhledem k výstupnímu výkonu zesilovače je nelineární. Lidské ucho slyší rozdíl 3 dB se výstupní výkon zmenší na polovinu.

Jestliže před 15 až 20 lety byl výstupní výkon zesilovače několik wattů, pak v současné době jsou běžné zesilovače s výstupním výkonem 20 až 25 W a i více.

K využívání uvedených výkonů je však nutné postavit se kriticky. Při masovém zavedení stereofonie vedou velké výkony k zhoršení životního prostředí, neboť se zvyšuje hladina hluku pronikajícího ze sousedních bytů. Ke zvětšování jmenovitého výstupního výkonu zesilovače vedou různé důvody, např. přání reprodukovat hudbu v tónu „úrovni“, jako je tomu v koncertním sále, dále např. snaha zmenšit zkreslení (případně i výstupní odpor, což se projeví příznivě na tlumení reproduktorů) a v neposlední řadě i to, že se to tak dělá v zahraničí.

Je známo, že kmitočtová charakteristika lidského ucha je téměř lineární pouze pro signály značné hlasitosti. Při malé hlasitosti dochází zdánlivě k úbytku signálů nižších a vyšších kmitočtů, protože citlivost ucha je vůči těmto signálům menší, což má za následek i zdánlivé zhoršení kvality poslechu. Z tohoto hlediska je zřejmé, že jakost reprodukované hudby lze zlepšit zvětšením výstupního výkonu zesilovače nebo úpravou kmitočtové charakteristiky (fyziologická regulace hlasitosti). Na druhé straně zvětšení výstupního výkonu (a tím i akustického tlaku) je spojeno s nežádoucími důsledky, jako jsou rychlá únava posluchače a zvětšený hluk pro spolubydlící a sousedy.

Požadavek na co nejmenší zkreslení při provozu lze sice splnit zvětšením jmenovitého výstupního výkonu, avšak tato cesta vede k neekonomickému řešení.

Pokud jde o tvrzení, že „se to tak dělá v zahraničí“, je tento důvod nepodstatný, neboť výrobci zesilovačů mají kromě technických požadavků na zřeteli i otázky komerční a reklamní.

Ke stanovení potřebného výstupního výkonu reprodukčního zařízení bylo realizováno mnoho praktických poslechových zkoušek hudebních pořadů v bytových podmínkách. Většina posluchačů se při těchto zkouškách rozhodla pro poslech hudby s průměrnou úrovní hladiny akustického tlaku 80 až 84 dB. Zkoušky prokázaly, že hudba poslouchaná touto úrovní akustického tlaku neunavuje ani po delším poslechu a nenarušuje psychiku posluchače.

Na volbu úrovně akustického tlaku zvuku má v největší míře vliv úroveň základního hluku v bytech. Předpokládáme-li, že úroveň (N_{\min}) tichých pasáží hudebního snímku je rovna úrovni hluku (N_0), pak maximální hladina tlaku zvuku (N_{\max}) je vyšší o dynamiku (D), tzn., že:

$$N_{\max} = N_0 + D \quad (1)$$

Ve velkých městech, kde byty jsou v těsné blízkosti silných zdrojů hluků (pouliční doprava, nákladní autodoprava, železnice apod.), úroveň hluků v bytech bývá zřídka menší než 40 až 50 dB (pro porovnání: ve studiích rozhlasu je úroveň hluku 20 dB). Proto je možné při N_{\max} (80 až 84 dB) poslouchat hudbu s dynamikou 30 až 40 dB. Při vyšší hladině hluku se dynamika zmenšuje a posluchač pak rozliší jen hlasitější pasáže hudebního snímku. Snížit úroveň hluků v bytech může posluchač jen velmi nesnadno, a proto mu zbývá jen jediná možnost – zvětšit hlasitost reprodukce. Toto však vede k brzké únavě posluchače a k rušení sousedů a spolubydlících, pro něž je reprodukční zařízení také zdrojem hluku. Panely používané při stavbě bytů zesilují zvuk z vnějšku v průměru jen o 35 až 40 dB, což je hluk srovnatelný s hlukem pronikajícím z ulice. Ve zděných domech je zvuková izolace poněkud lepší.

Ztráty výkonu pro daný akustický tlak jsou závislé od ztrát vznikajících v místnosti, kde je reprodukční zařízení umístěno. Ztráty vznikají v důsledku pohlcování zvuku přepážkami, nábytkem a podobně. Za jednotku pohltivosti zvuku se bere pohltivost plochy o povrchu 1 m², která „vstřebá“ veškerou zvukovou energii na ni dopadající. Takovou plochu může být otvor ve stěně, otevřené okno (v odborné literatuře se pohltivost zvuku vyjadřuje v m² otevřeného okna). Pohltivost zvuku lněného závěsu 1 m² je rovna 0,2 pohltivosti 1 m² otevřeného okna. (Pro zjednodušení zanedbáváme kmitočtovou závislost pohltivosti). Měřit pohltivost zvuku přepážek a předmětů nacházejících se v místnosti je bez speciálního vybavení prakticky nemožné. Ke stanovení pohltivosti místnosti a jejímu posouzení se využívá doby dozvuku místnosti, která se měří snadněji. Při měření doby dozvuku se vychází ze známého jevu, že zvuk nezaniká ihned po vypnutí zařízení, nýbrž až za nějakou určitou dobu (zvukové vlny se utlumí až po mnohonásobných odrazech od přepážek). Pochoď postupného zánikání zvuku v místnosti je nazýván dozvukem a doba, za kterou se akustický tlak zmenší o 60 dB (po vypnutí zdroje zvuku), se nazývá dobou dozvuku T . Tato doba je přímo úměrná objemu místnosti (V) a nepřímo úměrná pohltivosti (A).

$$T = 0,161 \frac{V}{A} \quad [s; m^3, m^2] \quad (2)$$

Má-li dané prostředí konstantní pohltivost, je podle (2) doba dozvuku přímo úměrná objemu místnosti. Tato doba je velmi závislá (a tedy i pohltivost zvuku) i na zaplnění místnosti nábytkem, zejména

na čalouněném, koberci, závěsy apod. Jak ukázala měření, doba dozvuku v současných bytech s čalouněným nábytkem a koberci se pohybuje od 0,3 až 0,35 do 0,5 až 0,6 s (první údaj platí pro menší místnosti). Doba dozvuku prázdných místností je obvykle větší (asi dvakrát) a je silně kmitočtově závislá.

Jaký by tedy měl být výstupní výkon pro dosažení vhodné a přípustné úrovně akustického tlaku v obytné místnosti? Následující výpočet výstupního výkonu bere v úvahu dosažení akustického tlaku 94 dB s ohledem na chybu vznikající při měření (10 dB). Přístroje používané pro akustická měření úrovně signálu a šumu indikují ustálený měřený parametr vždy po několika desítkách milisekund. Proto špičky signálu, které jsou kratší než doba ustálení přístroje, se jen velmi těžko zaznamenávají. Proto byla úroveň potřebná pro maximální úroveň akustického tlaku zvýšena o 10 dB. Kvalitní zesilovač musí špičky signálu zpracovat bez zkreslení a proto je při dalším výpočtu uvažováno s úrovní akustického tlaku 94 dB. Akustický výkon vypočítáme ze vztahu (3).

$$P_A = \frac{w_0 A}{4} \quad (3)$$

kde w_0 je hladina akustické energie

v místnosti ($J: m^3$),
 c_0 rychlost zvuku ve vzduchu
 (...340 m/s),
 A absorpční plocha (m^2).

Absorpci můžeme spočítat z rovnice (2) a hladinu akustické energie ze vztahu

$$N = 10 \log \frac{w}{w_0}$$

kde w_0 je hladina zvukové energie na mezi slyšitelnosti při 1 kHz a je rovna
 $w_0 = 3 \cdot 10^{-15} J/m^3$;

$$w = w_0 \cdot 10^{N/10} \quad (4)$$

Z těchto vztahů lze vypočítat elektrický výkon, známe-li výkon akustický P_A a účinnost reproduktorů nebo reproduktorových soustav (η):

$$P = \frac{P_A}{\eta}$$

K následujícím výpočtům byly zvoleny tři typické místnosti, a to s objemem 42,54 a 81,5 m³ a dobou dozvuku 0,35, 0,4 a 0,5 s. Účinnost reproduktorových soustav je uvažována 1 %.

Pro první místnost je: $w = 3 \cdot 10^{-5} J/m^3$,
 $A = 19,32 m^2$, $P_A = 49,2 \cdot 10^{-3} W$,
 $P = 4,92 W$,
 pro druhou místnost je $P = 5,68 W$ a pro třetí místnost 8,57 W.

I když při stereofonní reprodukci hrají současně oba reproduktory (nebo reproduktorové soustavy), není výkon rozdělen na polovinu, jak by se dalo předpokládat. Při skládání zdrojů zvuku v krajích „zvukového obrazu“ je reprodukován výkon v těchto krajích rozdělen nerovnoměrně. Zkouškami bylo zjištěno, že výstupní výkon jednoho kanálu stereofonního zesilovače má být asi 0,7 vypočítaného celkového výkonu, tzn., že ve všech uvedených případech nemá být výstupní výkon jednoho kanálu stereofonního zesilovače větší než 6 W. Zvětšení tohoto výkonu vede jen k vzájemnému rušení s přístroji umístěnými v sousedních místnostech.

Proč tedy výkon řádu desítek W, o nichž je zmínka na začátku? Ukazuje se, že je opodstatněné používat zesilovače s většími výstupními výkony. Například, aby měly malé reproduktorové soustavy po-

měrně rovnou kmitočtovou charakteristiku, musí být značně zatlumeny (3 až 8krát) oproti reproduktorům s deskovou ozvučnicí. Účinnost u nejlepších reproduktorových soustav není větší než 0,5 %. V takovém případě je nutno zvětšit výstupní výkon. Běžné reproduktorové soustavy řady 800 z TESLA Valašské Meziříčí mají účinnost 0,3 až 0,4 %. Proto musí mít jeden kanál stereofonního zesilovače v prvním případě výkon 11,5 W, ve druhém případě 13,3 W a ve třetím případě 20 W.

Často se zvětšení výstupního výkonu odůvodňuje nutností korigovat kmitočtovou charakteristiku reproduktorů nebo reproduktorových soustav. Položme si otázku, zda je toto tvrzení opodstatněné. Mají-li signály dolních a horních kmitočtů stejnou amplitudu jako kmitočty středních, pak by zdůraznění signálů mezních kmitočtů vedlo k přetížení koncových stupňů stereofonního zesilovače. Při zdůraznění o 6 dB se výstupní napětí zvětší 2× a výstupní výkon 4×, při zdůraznění 10 dB se výstupní napětí zvětší asi 3× a výkon 10×. Proto je nutné v poloprofesionálních a profesionálních zařízeních používat koncové zesilovače s velkým výstupním výkonem.

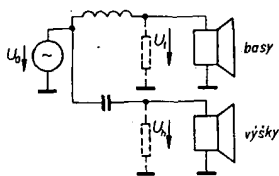
U stereofonních zesilovačů pro domácí potřebu se na první pohled může zdát, že uvedené údaje neplatí, neboť lze předpokládat, že vyšší úrovně signálů nízkých a vysokých kmitočtů se vyskytují méně často vzhledem ke střednímu kmitočtu. Obvyklé úrovně nízkých a vysokých kmitočtů jsou o 10 až 12 dB nižší než úrovně středních kmitočtů. (Toto tvrzení se však netýká snímků estrádních a tanečních orchestrů, které používají elektronické hudební nástroje nebo nástroje s elektrickými snímači. V spektru těchto nástrojů často převládají nízké a vysoké kmitočty.) Jsou-li signály vysokých kmitočtů zdůrazněny asi o 10 až 12 dB, není nutné zvětšovat výstupní výkon zesilovače. Jedině při korekcích větších než 12 dB, které používáme u malých reproduktorových soustav, je amplituda nízkých kmitočtů vyšší než amplituda středních kmitočtů a pak je nutné zvětšit výstupní výkon zesilovače.

V současných panelových domech je zhruba pět typů obývacích pokojů (s plochou 16, 18, 20, 24 a 26 m²). Pro výšku místnosti 2,6 m jsme spočítali střední výstupní výkony pro akustickou hladinu 80 dB a špičkové výkony pro akustickou hladinu 100 dB a pro účinnost odpovídající účinnosti reproduktorových soustav TESLA řady 800. Výsledky jsou shrnuty do tab. 1.

Při speciální akustické úpravě místnosti se potřebný výstupní výkon zvětší, protože se zkracuje doba dozvuku a zvětšuje pohltivost. Ještě je nutné zkontrolovat podle tab. 1, nebude-li překročen maximální špičkový příkon reproduktorové soustavy, aby se soustava nezničila. Parametry reproduktorů TESLA jsou v tab. 2 a reproduktorových soustav TESLA v tab. 3.

Reproduktory a reproduktorové soustavy

Na konci reprodukčního řetězce je buď reproduktor nebo reproduktorová soustava. Reproduktorové soustavy bývají zapojeny jako dvou, tří nebo čtyřpásmové.



Obr. 1. Dvoupásmová reproduktorová soustava

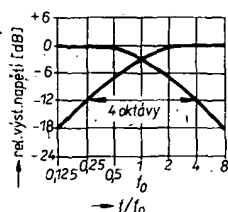
Na obr. 1 je příklad zapojení dvoupásmové reproduktorové soustavy. Celý kmitočtový rozsah je reprodukován dvěma reproduktory – reproduktorem pro nízké kmitočty a reproduktorem pro střední a vysoké kmitočty. Proto musí být mezi výstupem zesilovače a reproduktory zařazená elektrická výhybka. V současné době jsou používány tři typy zapojení elektrických reproduktorových výhybek, a to se strmostí 6 dB/okt, 12 dB/okt a 18 dB/okt.

Elektrické výhybky a jejich návrh

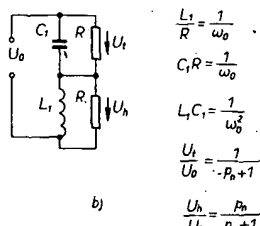
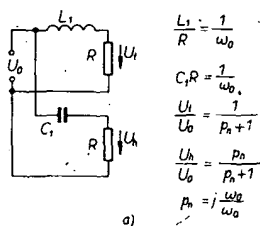
Elektrické výhybky se strmostí 6 dB/okt

Na obr. 2 je útlumová charakteristika elektrické výhybky se strmostí 6 dB/okt. Zvolíme-li jako mez poklesu kmitočtové charakteristiky reproduktoru úroveň -12 dB, pak se v daném případě kmitočtové charakteristiky obou reproduktorů překrývají v rozsahu čtyř oktáv. Použití takové výhybky je nevhodné, mají-li si reproduktory zachovat své dobré reprodukční vlastnosti (účinnost, kmitočtovou a směrovou charakteristiku). Aby tyto vlastnosti byly zachovány, musí se kmitočtové charakteristiky překrývat maximálně v rozsahu dvou oktáv (nebo i méně).

Na obr. 3a a 3b jsou dva typy výhybek, které umožňují realizovat požadovanou



Obr. 2. Kmitočtová charakteristika el. výhybky se strmostí 6 dB/okt



Obr. 3. Zapojení dvou typů výhybky se strmostí 6 dB/okt; a) nesymetrické zapojení (může být uzemněna kterákoli větev výhybky), b) symetrické zapojení

Tab. 1. Potřebný výkon zesilovače

Plocha místnosti [m²]	Objem místnosti [m³]	Doba dozvuku	P ₈₀ [mW]	P ₁₀₀ [mW]	A [m²]	Typ soustavy	Účinnost soustavy	P ₈₀ [W]	P ₁₀₀ [W]
16	41,6	0,35 0,4 0,45 0,5 0,55 0,6	0,49 0,43 0,38 0,34 0,31 0,29	49,5 42,6 37,9 34,15 31,1 28,4	19,14 16,74 14,88 13,4 12,18 11,16	ARS810	0,24	0,2 0,18 0,16 0,14 0,13 0,12	20,64 17,79 15,79 14,23 12,94 11,86
18	46,8	0,3 0,35 0,4 0,45 0,5 0,55 0,6	0,64 0,57 0,48 0,43 0,38 0,35 0,32	64,0 57,0 48,00 42,7 38,4 34,9 32,0	25,16 22,36 18,84 16,74 15,07 13,7 12,6	ARS820	0,3	0,21 0,19 0,16 0,14 0,13 0,12 0,1	21,34 19,00 16,01 14,23 12,81 11,64 10,67
20	52	0,3 0,35 0,4 0,45 0,5 0,55 0,6	0,71 0,61 0,53 0,47 0,43 0,39 0,36	71,16 61 53,37 47,44 42,7 38,82 35,58	27,9 23,92 20,93 18,6 16,74 15,22 13,95	ARS830	0,38	0,18 0,16 0,14 0,13 0,11 0,1 0,09	18,93 16,05 14,05 12,48 11,23 10,21 9,36
24	62,4	0,3 0,35 0,4 0,45 0,5 0,55 0,6	0,85 0,73 0,64 0,57 0,51 0,47 0,43	85,39 73,2 64,05 56,93 51,24 46,58 42,7	33,49 28,74 25,12 22,33 20,09 18,27 16,74	ARS840	0,38	0,22 0,19 0,17 0,15 0,14 0,11 0,11	22,47 19,26 16,85 14,48 13,26 11,24 11,24
26	67,6	0,3 0,35 0,4 0,45 0,5 0,55 0,6	0,93 0,79 0,69 0,62 0,56 0,5 0,46	92,51 79,29 69,38 61,67 55,51 50,46 46,26	36,28 31,1 27,21 24,19 21,77 19,79 18,14	ARS840	0,38	0,24 0,21 0,18 0,16 0,15 0,13 0,12	24,35 20,87 18,26 16,23 14,61 13,28 12,17

Pozn.: Pro místnost 16 m² je $w_{80} = 3 \cdot 10^{-7} \text{ J/m}^3$, $w_{100} = 3 \cdot 10^{-5} \text{ J/m}^3$.

Tab. 3. Bytové reproduktorové soustavy TESLA

Typ	Impedance [Ω]	Maximální příkon [VA]	Špičkový příkon [VA]	Kmitočtový rozsah [Hz]	Char. citlivost/účinnost [dB/%]	Hmotnost [kg]	Rozměry (výška x šířka x hloubka) [mm]
ARS 704	15	30	50	70 až 15 000	98/7,607	30	1080×600×400
ARS 710	4	5	10	50 až 18 000	87/0,605	2,9	245×150×248
ARS 725	4	5	10	60 až 18 000	86/0,479	4,8	430×320×115
ARS 736	4	5	10	50 až 18 000	89/0,956	8,5	695×422×124
ARS 737	4	10	15	60 až 18 000	89/0,956	9,7	695×422×124
ARS 740	16	10	25	50 až 18 000	88/0,76	14	630×360×255
ARS 744	4	10	25	50 až 18 000	88/0,76	14	630×360×255
ARS 810	4	10	20	50 až 20 000	83/0,241	2,6	240×150×153
ARS 811	8	10	20	50 až 20 000	83/0,241	2,6	240×150×153
ARS 815	4	10	15	60 až 18 000	85/0,379	3,5	270×180×155
ARS 816	4	10	15	60 až 18 000	85/0,379	3,5	270×180×155
ARS 820	4	15	30	45 až 20 000	84/0,302	4,5	330×205×217
ARS 821	8	15	30	45 až 20 000	84/0,302	4,5	330×205×217
ARS 830	4	20	50	40 až 20 000	85/0,379	8	495×285×252
ARS 840	15	30	75	35 až 20 000	85/0,379	18	630×360×315
ARS 844	4	20	75	45 až 18 000	85/0,379	18	630×360×315
ARS 850	15	50	100	20 až 20 000	87/0,605	46	960×560×368
ARS 814	4	10	20	50 až 20 000	85/0,379	2,3	285×185×168
ARS 825	4	15	30	35 až 20 000	85/0,379	7	450×280×200
ARS 904	4	5	10	75 až 15 000	84/0,302	2,1	240×150×153
ARS 908	8	5	10	75 až 15 000	84/0,302	2,1	240×150×153
ARS 914	4	10	30	60 až 18 000	85/0,379	5	330×205×217
ARS 918	8	10	30	60 až 18 000	85/0,379	5	330×205×217
ARS 934	4	15	50	50 až 18 000	87/0,605	9,5	500×340×310
ARS 938	8	15	50	50 až 18 000	87/0,605	9,5	500×340×310
ARS 944	4	15	50	40 až 18 000	85/0,379	13,5	500×340×310
ARS 948	8	15	50	40 až 18 000	85/0,379	13,5	500×340×310
ARS 124	4	10	10	200 až 15 000		1,3	koule
ARS 125	4	10	10	200 až 15 000		1,3	koule
ARS 575	8	10	10	100 až 15 000		1,6	koule

Účinnost je uváděna pro umístění ve volném prostoru. Při umístění u zdi se zmenší na polovinu a při umístění v rohu místnosti na čtvrtinu. Při umístění u zdi budou zdůrazněny basy o 6 dB, při umístění v rohu místnosti o 12 dB proti umístění ve volném prostoru.

Tab. 2. Reproduktry TESLA

Typ	Impedance [Ω]	Maximální příkon [VA]	Špičkový příkon [VA]	Vlastní rezonance [Hz]	Kmitočtový rozsah [Hz]	Char. citlivost/ účinnost [dB/%]	Hmotnost [kg]	Rozměry Ø (dxš) [mm]	Poznámka
ARN 567	4	10	15	28	28 až 5 000	87/0,605	1	165	H
ARN 568	8	10	15	28	28 až 5 000	87/0,605	1	165	H
ARN 664	4	15	20	25	25 až 3 500	90/1,205	1,1	203	H
ARN 668	8	15	20	25	25 až 3 500	90/1,205	1,1	203	H
ARN 730	15	20	30	22	22 až 2 000	90/1,205	3,5	270	H
ARN 930	15	25	50	18	18 až 1 000	87/0,605	10	390	H
ARN 932	15	25		38	38 až 1 000	92/1,909	10,5	390	H
ARN 5604	4	15		35	40 až 4 000	88/0,76	1	165	H
ARN 5608	8	15		35	40 až 4 000	88/0,76	1	165	H
ARN 6604	4	20		29	40 až 4 000	89/0,956	1,1	203	H
ARN 6608	8	20		29	40 až 4 000	89/0,956	1,1	203	H
ARN 8604	4	30		20	35 až 1 000	89/0,956	4,5	312	H
ARN 8608	8	30		20	35 až 1 000	89/0,956	4,5	312	H
ARO 664	15	5	10	60 až 95	100 až 6 000	90/1,205	0,34	203	S
ARO 835	4	10	15	30	30 až 1 500	96/4,8 5,15	340	H	
ARO 838	8	10	15	30	30 až 1 500	96/4,8	5,15	340	H
ARO 932	15	15	30	24	24 až 1 000	98/7,607	10,2	390	H
ARO 942	30	15	30	24	24 až 1 000	98/7,607	10,2	390	H
ART 382	15	3			500 až 4 000	92/1,909	0,7	82	S, T
ART 383	15	3			500 až 4 000	92/1,909	0,7	108	S, T
ART 481	0,6	5	7		3 000 až 18 000	93/2,404	1		V, T
ART 981	8	45			300 až 3 500	113/19,142	1,6	90	S, T
ART 983	8	45			300 až 2 000	113/19,142	1,6	90	S, T
ARV 081	5,5	2	3		1 000 až 16 000	87/0,605	0,18	75×50	V
ARV 082	16	2	3		1 000 až 16 000	88/0,76	0,18	75×50	V
ARV 088	8	2	3		1 000 až 16 000	87/0,76	0,18	75×50	V
ARV 160	15	5	7		1 500 až 20 000	92/1,909	0,34	90	V
ARV 161	4	5	7		1 500 až 20 000	92/1,909	0,34	90	V
ARV 168	8	5	7		1 500 až 20 000	92/1,909	0,34	90	V
ARV 261	4	1,5	4		6 000 až 16 000	97/6,046	0,38	100	V
ARV 265	8	1,5	4		6 000 až 16 000	96/4,8	0,38	100	V
ARV 3604	4	10		1200	2 000 až 20 000	89/0,956	0,75	120	V, K
ARV 3608	8	10		1200	2 000 až 20 000	89/0,956	0,75	120	V, K
ARX 364	4	5		100	100 až 15 000	86/0,479	0,7	103	S
ARX 368	8	5		100	100 až 15 000	86/0,479	0,7	103	S
ARZ 368	8	3	10	45	45 až 5 000	85/0,379	0,66	100	H
ARZ 369	4	3	10	45	45 až 5 000	85/0,379	0,66	100	H
ARZ 668	8	5	10	25	25 až 3 500	87/0,605	0,83	203	H
ARZ 669	4	5	10	25	25 až 3 500	87/0,605	0,83	203	H
ARZ 4604	4	20		235 až 250	500 až 4 000	89/0,956	0,85	123×123	S, K
ARZ 4608	8	20		235 až 250	500 až 4 000	89/0,956	0,85	123×123	S, K

H... hlubokotónový, S... středotónový, V... vysokotónový, K... kalotový, T... tlakový

kmitočtovou charakteristiku. Na obr. 3a (paralelní zapojení obou reaktancí) jedna větev výhybky tvoří dolní propust (L, R) a druhá horní propust (C, R). Rovněž při zapojení podle obr. 3b (sériové zapojení obou reaktancí) dosáhneme poklesu 6 dB/okt. Kromě toho jsou u obou obrázků uvedeny přenosové funkce a vztahy pro výpočet jednotlivých veličin.

Uvedeme si příklad výpočtu výhybky se strmostí 6 dB/okt. Dáno: dělicí kmitočet 1 kHz a impedance reproduktorů 4 Ω:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_b R} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 4} = 39,8 \mu\text{F};$$

$$L_1 = \frac{R}{\omega_b} = \frac{4}{2\pi \cdot 1000} = 0,64 \text{ mH};$$

$$L_1 C_1 = \frac{1}{\omega_b^2} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2} = 25,472 \cdot 10^{-9};$$

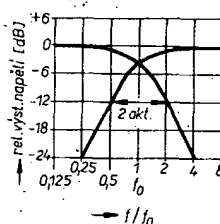
$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 L_1 C_1} = 994\,436,84;$$

$$f_0 = 997,2 \text{ Hz}$$

Elektrická výhybka se strmostí 12 dB/okt

Na obr. 4 je kmitočtová charakteristika elektrické výhybky se strmostí 12 dB/okt. Charakteristiky obou větví (měřeno opět při úrovni -12 dB) se překrývají jen v rozsahu dvou oktáv. Výběr reproduktorů je oproti prvnímu případu usnadněn.

Na obr. 5a a 5b jsou opět dvě varianty zapojení výhybky se strmostí 12 dB/okt. Na obr. 5a je paralelní zapojení obou větví výhybky (L, C nebo C, L). Na obr. 5b je sériové zapojení obou větví výhybky. Ten-



Obr. 4. Kmitočtová charakteristika výhybky se strmostí 12 dB/okt

$$C_2 = \frac{1}{\sqrt{2} R \omega_b}$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{2} R}{\omega_b}$$

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{1}{p_n^2 + \sqrt{2} p_n + 1}$$

$$\frac{U_K}{U_0} = \frac{p_n^2}{p_n^2 + \sqrt{2} p_n + 1}$$

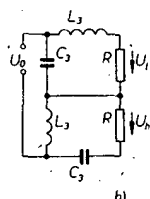
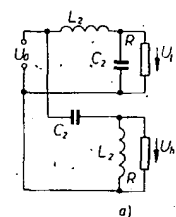
$$C_3 = \frac{\sqrt{2}}{R \omega_b}$$

$$L_3 = \frac{R}{\sqrt{2} \omega_b}$$

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{1}{p_n^2 + \sqrt{2} p_n + 1}$$

$$\frac{U_h}{U_0} = \frac{p_n^2}{p_n^2 + \sqrt{2} p_n + 1}$$

Obr. 5. Zapojení výhybky se strmostí 12 dB/okt; a) nesymetrické zapojení, b) symetrické zapojení



to obvod je podobný zapojení na obr. 3b. V obou obřezcích jsou opět uvedeny přenosové funkce a vzorce pro výpočet jednotlivých součástek. Dále je uveden příklad výpočtu podle obr. 5a. Dáno: dělicí kmitočet 1 kHz a $R = 4 \Omega$.

$$C_2 = \frac{1}{\sqrt{2}R\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 4 \cdot 2\pi \cdot 1000} = 28,1 \mu\text{F}$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{2}R}{\omega_0} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4}{2\pi \cdot 1000} = 0,9 \text{ mH}$$

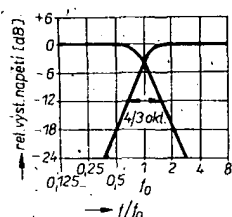
Elektrická výhybka se strmostí 18 dB/okt

Kmitočtový průběh této výhybky je na obr. 6. Překrytí pro úroveň -12 dB je 1,33 oktávy. Na obr. 7a a 7b jsou použity dvě varianty zapojení (sériová a paralelní) s příslušnými vztahy pro výpočet součástek výhybky a přenosové funkce.

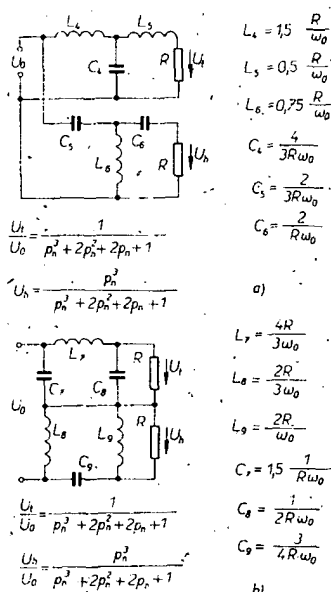
Zhodnocení výhybek

Strmost změny napětí v oblasti překrytí kmitočtových charakteristik

Čím větší je změna (čím více se napětí zmenší), tím menší je rozsah překrytí kmitočtových charakteristik a rovněž i pracovní kmitočtový rozsah použitých reproduktorů. Výběr reproduktorů je tím snazší, čím menší je rozsah reprodukování kmitočtů. Z tohoto hlediska je lépe využít reproduktorových výhybek se strmostí 12 dB/okt nebo 18 dB/okt, než výhybek se strmostí 6 dB/okt.



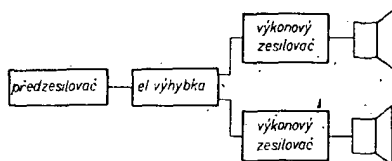
Obr. 6. Kmitočtová charakteristika výhybky se strmostí 18 dB/okt



Obr. 7. Nesymetrické (a) a symetrické (b) zapojení výhybky se strmostí 18 dB/okt

Aktivní reproduktorové soustavy

Aktivní reproduktorové soustavy bývají zapojeny podle obr. 8. Na výstupu každé větve výhybky je zapojen výkonový zesilovač.



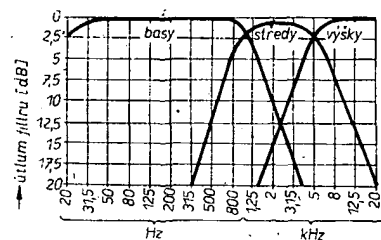
Obr. 8. Blokové schéma aktivní výhybky

Výhody aktivních reproduktorových soustav oproti pasívním jsou:

- Každý reproduktor v reprodukční skříni má svůj vlastní zesilovač, takže je možné dosáhnout lepšího elektrického tlumení, což se projeví zejména při přenosu signálů impulsního charakteru.
 - Kmitočtové spektrum se rozděluje před výkonovými zesilovači jednoduchými filtry RC, které mohou být navrženy optimálně. Tím též odpadá výkonové ztráty na odporu cívek pasívních filtrů LC.
 - Výkonové ztráty přívodního kabelu k reproduktorové soustavě jsou rovněž zanedbatelné, neboť budicí proud je velmi malý, takže se zvětší účinnost oproti pasívním reproduktorovým skříním.
- Nedostatkem aktivních reproduktorových soustav je potřeba napájecího zdroje a koncového zesilovače pro každou soustavu.

Třípásmová aktivní reproduktorová skříň pro 40 W s IO

Při návrhu koncepce zapojení byl brán zřetel na to, že největší část výkonu bude spotřebována v reproduktoru pro nízké



Obr. 9. Kmitočtový průběh třípásmové a aktivní reproduktorové soustavy

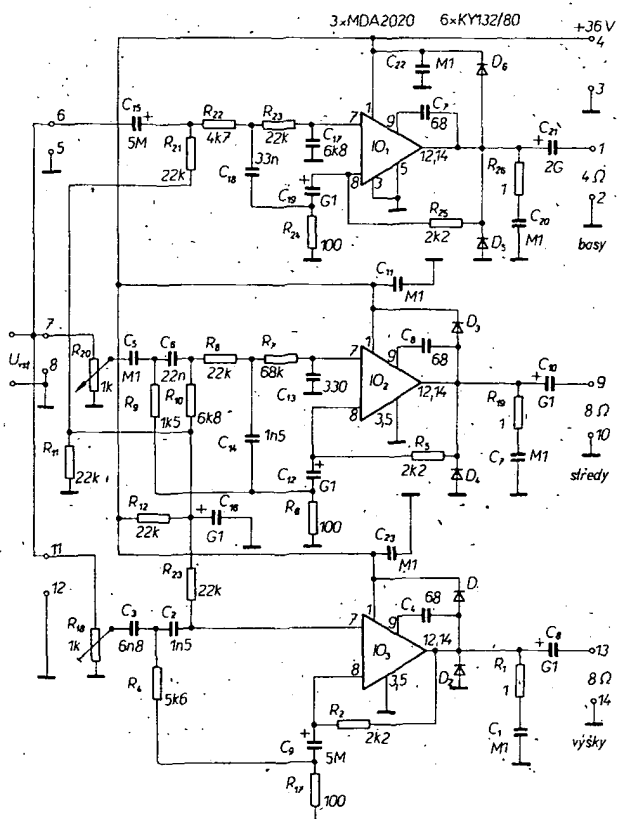
kmitočty (asi 20 W). Zbývajících 20 W je rozděleno mezi středotónový a vysokotónový reproduktor (po 10 W). Tohoto rozdělení lze dosáhnout použitím reproduktorů s různými impedancemi (u pasívních reproduktorových soustav bývají impedance reproduktorů obvykle shodné). Pro nízkotónový reproduktor volíme impedanci 4 Ω (např. ARN 6604), pro středo a vysokotónový impedanci 8 Ω (např. ARV 3608, ARZ 4608). Toto uspořádání dovoluje teoreticky získat maximální výstupní výkon.

Jako kmitočtové výhybky pro jednotlivé koncové stupně jsou použity filtry RC druhého řádu se strmostí 12 dB/oktávu, jejichž kmitočtová charakteristika je na obr. 9.

Výsledný akustický tlak je závislý především na účinnosti použitých reproduktorů. Odporovými trimry R_{18} a R_{20} v obr. 11 můžeme tuto proměnnou veličinu nastavit. Další vliv na výsledný akustický tlak mají i kmitočtové charakteristiky reproduktorů a rovněž volba dělicího kmitočtu (viz obr. 9), který můžeme měnit změnou kapacit kondenzátorů ve filtru při zachování jejich poměru.

Popis zapojení

Zapojení na obr. 10 je navrženo pro nesymetrické napájení, takže potřebné poloviční napájecí napětí pro neinvertující



Obr. 10. Zapojení třípásmové aktivní reproduktorové soustavy

ci vstup je pro všechny tři koncové stupně získáváno z děliče napětí R_{11} a R_{12} . Toto poloviční napětí je vyfiltrováno kondenzátorem C_{16} a přes odpory filtru R_3 , R_{10} a R_{21} přivedeno na neinvertující vstupy. Zesílení všech zesilovačů je stejné a je nastaveno odpory R_2 , R_5 , R_{25} a odpory R_{61} , R_{17} , R_{24} na 26 dB. Efektivní napětí asi 1 V na vstupech 6, 7 a 11 dostačuje pro plné vybudování všech zesilovačů.

Do vysokotónového kanálu je vř signál přiveden přes vývod 11 a horní propust druhého řádu, složenou z kondenzátorů C_2 , C_3 a odporů R_3 a R_4 . Tento filtr je zapojen do obvodu zpětné vazby, která je u prvního filtru C_3 , R_4 realizována přes odpor R_4 , takže zapojení nevyžaduje další emitorový sledovač. Využíváme signálu na neinvertujícím vstupu IO, který je co do úrovně i fáze stejný se signálem na vývodu 7 IO.

Tento princip zpětné vazby, jak je zřejmé z obr. 10, je použit i v kanálu pro střední a nízké kmitočty. Pro střední kmitočty je potřebný kmitočtový průběh pásmové propusti získán složením horní propusti a dolní propusti. Jejich impedanace jsou přizpůsobeny tak, že se vzájemně neovlivňují.

Použité cívky a kondenzátory

Indukčnost cívek a kapacita kondenzátorů určují dělicí kmitočty a impedanace reproduktoru. Vzorce pro jejich výpočet jsou uvedeny v obr. 3, 5, 7 a 10. Indukčnost se zvětšuje s impedancí reproduktoru a je nepřímo úměrná dělicímu kmitočtu. Kapacita se zmenšuje se zvětšující se impedancí reproduktoru a s dělicím kmitočtem.

Kondenzátory mohou mít kapacitu až 100 μF . Při použití elektrolytických kondenzátorů nesmíme zapomenout, že nesmí být za provozu přepólovány. Při střídavém napětí musíme proto zapojit dva kondenzátory do série (shodnými póly k sobě) nebo použít kondenzátory bipolární. Vzhledem k velkým tolerancím těchto kondenzátorů je lépe složit potřebnou kapacitu z několika kondenzátorů MP.

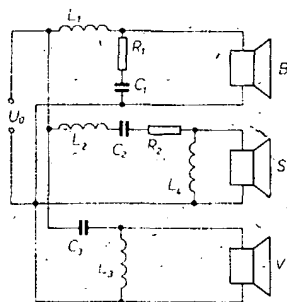
Cívky mívají indukčnost až 10 mH. Při použití vzduchových cívek vyloučíme zkreslení, které vzniká v cívkách se železným jádrem. Můžeme použít i cívky s feritovým jádrem a vzduchovou mezerou. Při použití vzduchových cívek je velká potřeba měděného drátu velkého průměru (asi 1 mm), protože je třeba dosáhnout u cívky co nejmenšího stejnosměrného odporu vzhledem k odporu kmitací cívky reproduktoru, aby se vyloučily výkonové ztráty na cívce výhybky. Kromě toho musíme vyloučit i přeslechy mezi cívkami. Z tohoto hlediska je lépe použít aktivní výhybky.

Aktivní výhybky jsou zapojeny podle obr. 10. Použití aktivních výhybek má tyto výhody:

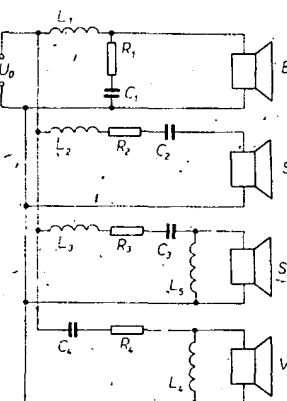
v aktivní výhybce je zpracován jen malý výkon, reproduktor je zapojen přímo na malý výstupní odpor zesilovače, takže se neuplatní vlastní rezonance reproduktoru, výhybky mohou být konstruovány jako filtry RC i vyšších řádů (větší selektivita).

Reproduktorové výhybky pro třípásmové a čtyřpásmové soustavy

Jak již bylo uvedeno, výběr reproduktorů bude tím snazší, čím menší bude jejich kmitočtový rozsah. Proto se v reproduktorových soustavách používají tři nebo i čtyři reproduktory a podle toho se rozdělí



Obr. 11. Zapojení třípásmové výhybky



Obr. 12. Zapojení čtyřpásmové výhybky

i celé kmitočtové pásmo. Smyslem tohoto dělení je zmenšit nelineární i lineární chyby v přenášeném pásmu. Zejména u čtyřpásmové soustavy je pak malý rozptýl výkonu v celém kmitočtovém pásmu. Na obr. 11 a 12 jsou zapojení třípásmové a čtyřpásmové soustavy, pro něž byly spočítány následující údaje.

Třípásmová soustava

$f_b = 30$ až 700 Hz; $f_s = 700$ až 5000 Hz;
 $f_v = 5$ až 16 kHz; $R = 4 \Omega$;
 $C_1 = 220 \mu\text{F}$... bipolární elektrolytický kondenzátor,
 $C_2 = 10 \mu\text{F}$... bipolární elektrolytický kondenzátor,
 $C_3 = 6,8 \mu\text{F}$... kondenzátor MP,
 $L_1 = 0,75 \text{ mH}$... feritové jádro, drát o $\varnothing 0,7 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$,
 $L_2 = 0,5 \text{ mH}$... feritové jádro, drát o $\varnothing 0,6 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$,
 $L_3 = 0,3 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,45 \text{ mm CuL}$, $R < 0,5 \Omega$ (zkratuje vysoké mezní kmitočty pod rezonanci),
 $L_4 = 1,2 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,38 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$ (redukuje rezonanční kmitočty středotónového reproduktoru),
 $R_1 = 1,2 \Omega$, 10 W,
 $R_2 = 3,9 \Omega$, 10 W (tlumí sériový obvod, aby nenakmitával).

Čtyřpásmová reproduktorová soustava

$f_b = 30$ až 300 Hz, $f_{s1} = 300$ až 1500 Hz,
 $f_{s2} = 1,5$ až 6 kHz, $f_v = 6$ až 15 kHz, $R = 4 \Omega$;
 $C_1 = 68 \mu\text{F}$... bipolární elektrolytický kondenzátor,
 $C_2 = 22 \mu\text{F}$... bipolární elektrolytický kondenzátor,
 $C_3 = 10 \mu\text{F}$... bipolární elektrolytický kondenzátor,
 $C_4 = 6,8 \mu\text{F}$... kondenzátor MP,
 $L_1 = 3 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,9 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$,
 $L_2 = 1,5 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,45 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$,

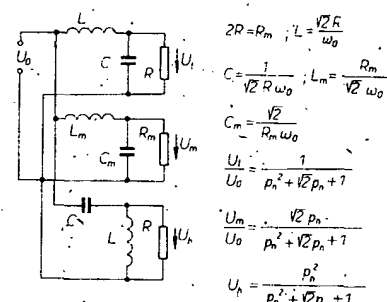
$L_3 = 0,3 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,45 \text{ mm CuL}$, $R < 0,5 \Omega$,
 $L_4 = 0,15 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,38 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$ (potlačuje rezonanci středotónového reproduktoru),
 $L_5 = 0,6 \text{ mH}$... drát o $\varnothing 0,45 \text{ mm CuL}$, $R < 1 \Omega$ (potlačuje rezonanci vysokého reproduktoru),
 $R_1 = 1,2 \Omega$, 10 W,
 $R_2 = 2,7 \Omega$, 10 W,
 $R_3 = R_4 = 1 \Omega$, 10 W.

Slyšitelnost fázových chyb

Při použití elektrických výhybek vznikají fázové chyby, které je třeba odstranit. Základní otázkou je, zda jsou fázové chyby slyšitelné. Odpovědi na tuto otázku se různí, vyplývají například z toho, že všechny platné metody měření jsou jen těžko definovatelné nebo jsou nedefinovatelné.

Názory osob, které se zúčastní poslechového testu, se různí, neboť je třeba vzít v úvahu, že k uchu přicházející hudební směs může být dotvořena lidským mozkem (nebo i přetvořena) ve zvukový obraz, který si představuje posluchač. Je známo, že posluchači při různých testech někdy slyší i to, co vůbec na snímku není. Názor osoby zúčastňující se testu je navíc závislý na jejím vztahu k hudbě a na její schopnosti dotvořit si hudební snímek v mozku. Dále je třeba vzít v úvahu i to, že zvukový snímek je ovlivňován místností a jejím vybavením.

U reproduktorových soustav se může značně lišit i vzdálenost jednotlivých reproduktorů od lidského ucha – i tento jev může být příčinou vzniku fázových chyb. Z toho důvodu se reproduktory upravují podle obr. 13. (Vlnová délka při 200 Hz je asi 1,6 m a při 2 kHz asi 16 cm.)



Obr. 13. Zapojení výhybky se strmostí 12 dB/okt (obvodem L_m , C_m , R_m se zmenší vzniklá fázová chyba)

Většina odborníků tvrdí, že reproduktor je nejslabším článkem celého přenosového řetězu. Jeho impedanace není v celém přenášeném pásmu kmitočty konstantní a reálná, jak se předpokládá při výpočtech. To je jedním z hlavních důvodů, proč se používají výhybky s malým rozsahem překrytí, neboť čím větší je pracovní rozsah reproduktoru, tím méně se blížíme ideálním podmínkám.

Je ovšem dokázáno, že „kmitočtové závislá fázová charakteristika přenosového systému je velmi dobře slyšitelná“. Nebo také nejsou-li dodrženy vztahy z dřívějších odstavců nebo z obr. 13, „je fázová charakteristika přenosové cesty při změně spektra slyšitelná vnitřním uchem“. Ovšem, jak bylo prokázáno dr. Glaabem, je teprve značný fázový posuv vnímán jako chyba. Zájemci o tento problém najdou podrobnější informace

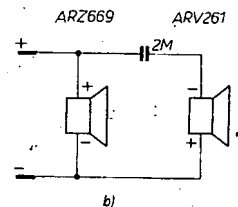
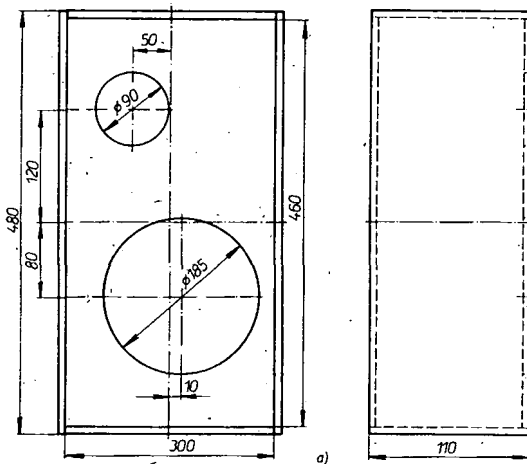
v článku dr. A. Glaaba „Vliv fázové charakteristiky na přenos hudby a řeči reproduktory“ v časopise Funkschau 2/78 na str. 65.

Umístění reproduktorových soustav v bytovém interiéru

Velký vliv na výslednou kvalitu reprodukce hudby a řeči má poslechová místnost. Rozměry a tvar místnosti, akustická pohltivost stěn a předmětů, poloha reproduktorových soustav, poloha posluchače, vzájemná orientace reproduktorových soustav a posluchače – to vše jsou činitele, ovlivňující posluhačův subjektivní vjem. V bytových podmínkách, kde pro koncertní reprodukci hudby slouží obyvatelský pokoj, lze uvedené činitele optimalizovat dodržemím několika následujících jednoduchých zásad:

Reproduktorové soustavy mají být v místnosti umístěny tak, aby jejich výšková poloha odpovídala původní poloze primárního zdroje akustického signálu (hudebního tělesa, zpěváka, herce atd.). Mezi reproduktorovou soustavou a posluchačem nemají být žádné překážky, bránící přímému šíření vysokých kmitočtů a způsobující nežádoucí odrazy zvukových vln. Stěna proti reproduktorovým soustavám má být pokud možno rozčleněna jednotlivými kusy nábytku, záclonami, textilními závěsy apod., aby nedocházelo k nežádoucím odrazům zvukových vln. Reproduktorové soustavy lze výhodně umístit v blízkosti stěny poslechové místnosti, čímž se dosáhne účinného vyzařování nízkých kmitočtů. Soustavy v kompaktním provedení lze v moderním bytovém interiéru umístit do regálových nábytkových sestav nebo knihoven. Poslechová místnost nemá příliš prodlužovat nebo tlumit dozvuk reprodukováné hudby nebo řeči, která již při nahrávání obsahuje dozvuk nahrávacího studia. V prvním případě hudba ztrácí na jasnosti a čistotě, je rozmazaná a reprodukována, řeč ztrácí na srozumitelnosti. V druhém případě je hudba suchá, plochá a bez brilance. Je tedy zřejmé, že pro poslechovou místnost existuje určitá doba dozvuku závislá jak na objemu místnosti a zvukové pohltivosti materiálu obložení stěn a vnitřního zařízení, tak i na druhu, stylu a interpretaci reprodukováné hudební skladby. Při průměrné velikosti dnešních obytných interiérů je doporučovaná optimální doba dozvuku poslechové místnosti 0,5 až 0,9 s. V běžných obývacích pokojích se záclonami, koberci a nábytkem bývá obvykle tento požadavek splněn. Přípustnými akustickými úpravami bytového interiéru lze dozvuk buď zmenšit přidáním zvukově pohlcujících materiálů (křesel, pohovek, koberců, záclon, závěsů), nebo zvětšit zmenšením počtu zvukově pohltivých ploch.

Při dvoukanálové stereofonii poskytnutí posluhači třírozměrný prostorový vjem hudby nebo řeči, je nutno přihlížet ke všem uvedeným zásadám a navíc k několika specifickým požadavkům. Dokonalý stereofonní vjem se nevytvoří nikdy v celém prostoru, ale pouze v prostoru geometrické osy mezi dvěma reproduktorovými soustavami v jisté vzdálenosti před nimi. Nejlepší místo stereofonního poslechu tvoří s oběma soustavami vrcholy rovnostranného trojúhelníka. Dosavadní zkušenosti ukazují, že optimální vzdálenost reproduktorových soustav je asi 2 až 4 m.



Obr. 14. a) Rozměry ARS 725S, b) zapojení ARS 725S

Optimální funkce reprodukčního zařízení závisí kromě jiného i na správném impedančním přizpůsobení reproduktorové soustavy zesilovače. Je-li impedanční soustavy menší než jmenovitá, mohou se přetížit tranzistory koncového zesilovače. V opačném případě nevybudí zesilovač soustavu na jmenovitý výkon. Značný vliv na kvalitu reprodukce má i vnitřní výstupní odpor zesilovače.

Pro optimální činnost reproduktorových soustav doporučuje výrobce (TESLA Valašské Meziříčí) použít k jejich napájení zesilovač s vnitřním odporem rovným nebo menším než je 15 % jmenovité impedance soustavy. V tab. 3 je uveden doporučený výstupní výkon zesilovače s ohledem na dostatečnou výkonovou rezervu pro nezkraslený přenos impulsních výkonových špiček hudebního signálu, dosahujícího desetinásobku skutečného provozního výkonu.

Rozložené sady (stavebnice) reproduktorových soustav

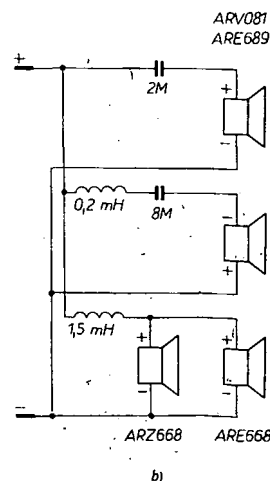
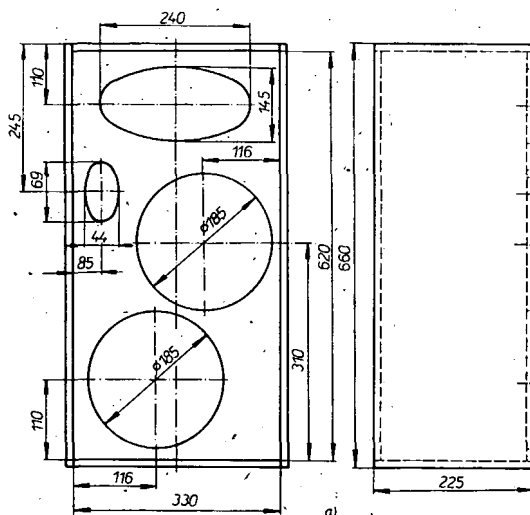
V prodejnách TESLA je možné zakoupit rozložené sady reproduktorových soustav, které jsou vhodné pro kvalitní reprodukci hudby nebo řeči v bytových interiérech. Uváděné elektroakustické parametry zaručuje výrobce jen při vestavění rozložené sady do reproduktorové skříně doporučených rozměrů a při doporučeném zapojení.

Rozložená sada ARS 725S

Rozložená sada ARS 725S je určena pro vestavění do uzavřené reproduktorové skříně o vnitřním objemu asi 18 l. Rozloženou sadu tvoří reproduktory ARZ 669 pro přenos signálů nízkých a středních kmitočtů, reproduktor ARV 261 pro signály vysokých kmitočtů, kondenzátor TC 180, 2 μ F, upevněný na montážní svorkovnici, a 5 m dlouhá přívodní šňůra se zásuvkou 6AF 897 51. Rozměrový náčrtek na obr. 14a je uvažován pro tloušťku stěny 1 cm. Jednotlivé části skříně musí být spojeny tak pevně, aby ani při maximálním zatížení nedrčely. Výplň skříně (asi 0,5 kg buničité vaty) musí být načechrána a nesmí se dotýkat membrány. Ozvučnici (případně i zadní stěnu) je vhodné utěsnit plstěným nebo molitanovým páskem. Pro ozvučnici je nutno použít průzvučný materiál, neboť jinak se omezí zejména přenos signálů vysokých kmitočtů. Technické parametry jsou uvedeny v tab. 4 a zapojení je na obr. 14b.

Rozložená sada ARS 745S

Rozložená sada ARS 745S je určena pro vestavění do uzavřené reproduktorové skříně o vnitřním objemu asi 35 l. Rozloženou sadu tvoří reproduktory ARZ 668 (2 ks) pro nízké kmitočty, reproduktor ARE 689 pro střední kmitočty (je uzavřen v samostatné skříni), reproduktor ARV



Obr. 15. a) Rozměry ARS 745S, b) zapojení ARS 745S

081 pro vysoké kmitočty, krytá elektrická výhybka a 5 m dlouhá přívodní šňůra s vidlicí 6AF 897 51. Správné propojení reproduktorů, elektrické výhybky a přívodní šňůry je zajištěno barevnými vodiči, jejichž barva je shodná s barevným značením na výhybce. Rozměrový náčrtek na obr. 15a je uvažován pro tloušťku stěny 2 cm. Výplň skříně (asi 1 kg bavlněné vaty) musí být načechrána a nesmí se dotýkat membrán. Skříňka, uzavírající reproduktor ARE 689, je zhotovena z překližky tl. 5 mm, nenačechrána vata se nesmí dotýkat membrány a skříňka nesmí samozřejmě drnčet. Ozvučnice se utěšňuje plstěným nebo molitanovým páskem, vpředu je přilepen průzvučný materiál. Parametry sady jsou v tab. 4 a její zapojení na obr. 15b.

Rozložená sada ARS 811S

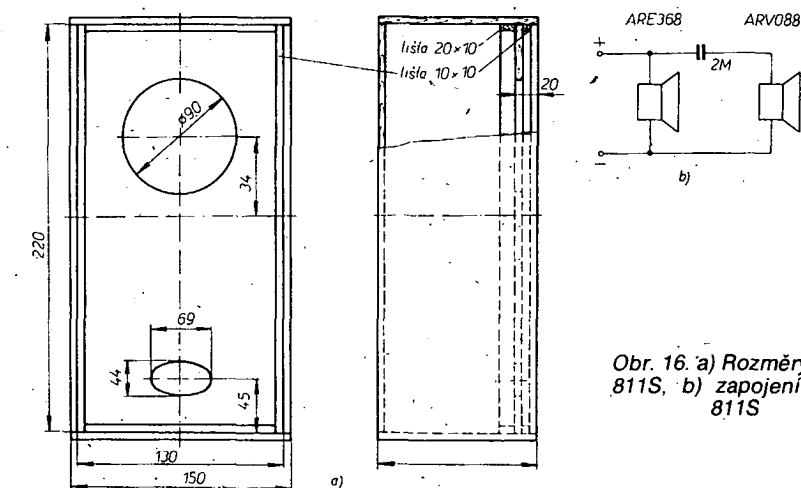
Rozložená sada ARS 811S je určena pro uzavřenou skříň s vnitřním objemem asi 3 l. Rozloženou sadu tvoří reproduktor ARZ 368 pro nízké kmitočty, reproduktor ARV 088 pro vysoké kmitočty, kondenzátor TC 180, 2 μ F a 5 m dlouhá přívodní šňůra s vidlicí. Skříň je zhotovena z překližky tl. 1 cm. Rozměrový náčrtek skříně je na obr. 16a. Dvnitř jsou zalepeny lišty 20 \times 10 mm, na které je připevněna ozvučnice. Vnitřní prostor skříně se vyplní 15 dkg načechrané vaty. Technické údaje jsou v tab. 4 a zapojení je na obr. 16b.

Rozložená sada ARS 821S

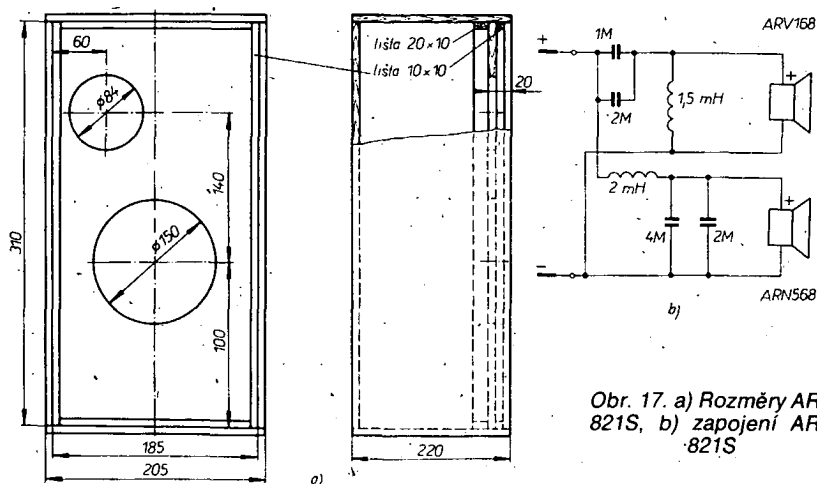
Rozložená sada ARS 821S je určena pro skříň s objemem asi 10 l. Rozloženou sadu tvoří reproduktor ARN 568 pro nízké kmitočty, reproduktor ARV 168 pro vysoké kmitočty, elektrická výhybka a 5 m dlouhá přívodní šňůra s vidlicí. Správné propojení reproduktorů, elektrické výhybky a přívodní šňůry je zajištěno propojovacími vodiči, jejichž barva je shodná s barvami na elektrické výhybce. Skříň je z překližky tl. 1 cm a její rozměrový náčrtek je na obr. 17a. Jednotlivé díly jsou pevně spojeny, aby nemohly drnčet. Dvnitř zalepíme lišty 20 \times 10 mm, na které je upevněna ozvučnice. Reprodukory jsou na ozvučnici připevněny z vnější vruty. Na ozvučnici jsou nalepeny lišty 10 \times 10 mm, na které je přilepena průzvučná textilie. Vnitřek skříně je zaplněn 12 dkg načechrané vaty, která se nesmí dotýkat membrány. Kolem otvoru ozvučnice se přilepí samolepicí páska. Technické parametry jsou v tab. 4 a zapojení na obr. 17b.

Rozložená sada ARS 831S

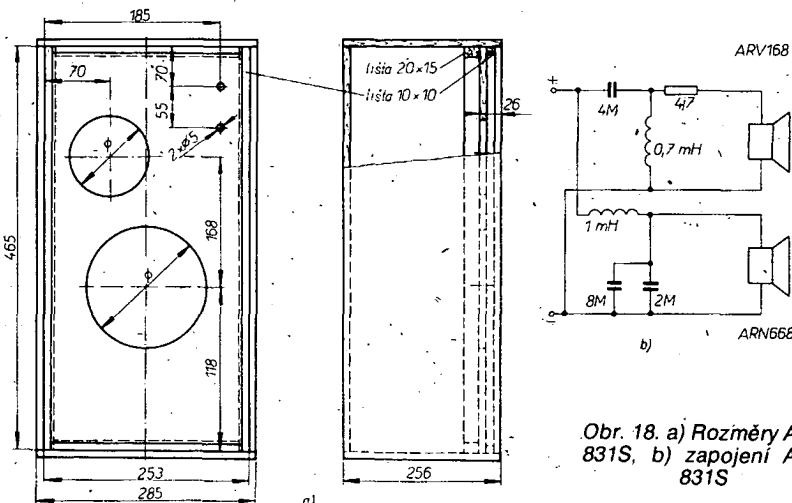
Rozložená sada ARS 831S je určena pro uzavřenou skříň o vnitřním objemu asi 20 l, jejíž rozměrový náčrtek je na obr. 18a a zapojení na obr. 18b. Technické parametry jsou v tab. 4. Skříň je zhotovena



Obr. 16. a) Rozměry ARS 811S, b) zapojení ARS 811S



Obr. 17. a) Rozměry ARS 821S, b) zapojení ARS 821S



Obr. 18. a) Rozměry ARS 831S, b) zapojení ARS 831S

z latovky tl. 16 mm. Dvnitř zalepíme lišty 20 \times 15 mm, na které se upevňuje ozvučnice. Vnitřek je vyplněn 0,5 kg načechrané vaty. Reprodukory jsou k ozvučnici připevněny vruty z vnější strany a utěšeny

samolepicí těsnicí páskou. Na ozvučnici je nalepen rámeček z lišt 10 \times 10 mm, na který se přilepí potahový materiál ozvučnice. Rozloženou sadu tvoří nízkotónový reproduktor ARN 668, vysokotónový reproduktor ARV 168, elektrická výhybka a 5 m dlouhá přívodní šňůra.

Tab. 4. Technické údaje rozložených reproduktorových sad TESLA

Typ	Impedance [Ω]	Maximální příkon [VA]	Špičkový příkon [VA]	Kmitočtová charakteristika [Hz]	Citlivost/ účinnost [dB/%]	Hmotnost rozložené sady [kg]
ARS 725S	4	5	30	70 až 18 000	84/0.302	1
ARS 745S	4	10	50	60 až 18 000	86/0.479	2,5
ARS 811S	8	8	12	70 až 16 000	83/0.241	1
ARS 821S	8	10	30	60 až 18 000	84/0.302	2
ARS 831S	8	15	50	50 až 18 000	85/0.379	2

Nízkofrekvenční zesilovače

Nízkofrekvenční zesilovače slouží k zesílení výkonu nebo napětí v pásmu kmitočtů 20 Hz až 20 kHz. Tyto zesilovače dělíme do dvou skupin: V jedné jsou

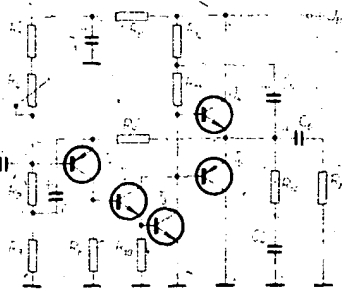
zesilovače výkonu a ve druhé zesilovače napětí. Nizkofrekvenční zesilovače mají mít co nejmenší harmonické a intermodulační zkreslení.

Ní zesilovače výkonu

Každá reproduktorová soustava (nebo sluchátka) je buzena z nízkofrekvenčního zesilovače výkonu. V současné době se pro tyto účely používají většinou tranzistory a v poslední době i integrované obvody. Při zapojení s tranzistorem je v současné době možno dosáhnout výstupního výkonu až 200 W na impedanci 4 Ω. Zapojení s tranzistorem využívají většinou beztransformátorových koncových zesilovačů v komplementárním nebo kvazikomplementárním zapojení. Pro koncové tranzistory se používají většinou tranzistory bipolární (samostatně nebo v Darlingtonově zapojení), v poslední době i výkonové tranzistory VMOS (vertical MOS). Nizkofrekvenční zesilovače výkonu pracují ve třídě A, B, AB nebo D (pulsní modulace).

Ní zesilovač výkonu s komplementárními tranzistory

Aby si každý konstruktér mohl sám navrhnout jednoduchý koncový zesilovač s komplementárními tranzistory, je dále uveden postup návrhu. Zapojení zesilovače výkonu s komplementárními tranzistory s nesymetrickým napájením je na obr. 19.



Obr. 19. Výkonový zesilovač s komplementárními tranzistory

Pro koncový stupeň si zvolíme komplementární tranzistory KD605 (KD606, KD607) a KD615 (KD616, KD617). Proud zatěžovací impedanci I_{ZM} musí být menší než maximální přípustný kolektorový proud I_{CM} , napětí U_{CE0} musí být větší než maximální napájecí napětí U_{B0} při nevybuzeném napájecí a maximální výkonová ztráta P_{tot} musí být větší než skutečný ztrátový výkon P při plném vybuzení zesilovače.

Napětí U_{CE0} pro tranzistory KD605/KD615 je 40 V, pro KD606/616 60 V, KD607/617 80 V. Proud I_{CM} pro všechny tyto tranzistory je 14 A a maximální výkonová ztráta P_{tot} je 70 W. Zesilovač bude napájen z nestabilizovaného zdroje a počítáme-li, že síť kolísá o $\pm 10\%$, bude maximální napájecí napětí U_{B0} pro KD605/KD615 36 V pro KD606/KD616 54 V a pro KD607/KD617 72 V. Povolíme-li změnu napětí 15 % (obvyklá velikost), bude při plném vybuzení $U_B = 30,6$ V; 45,9 V, popř. 61,2 V.

Pro tato napětí spočítáme minimální zatěžovací impedanci:

$$R_Z = \frac{U_B}{2I_{CM}} \geq (1,09; 1,64; 2,19) \Omega$$

Vzhledem k tomu, že v prodeji jsou reproduktorové soustavy s nejmenší impedancí 4 Ω, budeme dále počítat s touto impedancí, takže skutečný špičkový proud I_{ZM} bude:

$$I_{ZM} = \frac{U_B}{2(R_Z + R_E)}$$

kde R_E je emitorový odpor koncových tranzistorů, který zlepšuje teplotní stabilitu koncových tranzistorů. Pro $R_E = 0$ je $I_{ZM} = 3,825; 5,738; 7,65$ A.

Pro kolektorový proud I_{ZM} přečteme z charakteristik tranzistorů následující údaje:

$$U_{BE5M} = 0,95; 1,12; 1,3 \text{ V.}$$

$$U_{CEsat4} = 0,19; 0,26; 0,32 \text{ V.}$$

Emitorové střídavé napětí na tranzistoru T_5 je při plném vybuzení tohoto tranzistoru (zápornou půlvlnou napětí): $U_{E5min} = U_{BE5M} + U_{CEsat3}$, kde U_{CEsat3} je saturační napětí kolektor-emitor tranzistoru T_3 , zjištěné z charakteristik při dvojnásobném proudu I_{C3} .

$$U_{CEsat3} = 0,085; 0,1; 0,16 \text{ V.}$$

$$U_{E5min} = 1,035; 1,225; 1,46 \text{ V.}$$

Tranzistor T_4 může být vybuzen až do saturačního napětí

$$U_{E4max} = U_B - U_{CEsat4} = 30,41; 45,64; 60,88 \text{ V.}$$

Pro vybuzení je k dispozici rozsah U_{E5min} až U_{E4max} , a amplituda napětí emitor-kolektor jednoho tranzistoru při plném vybuzení je

$$U_{ECM} = \frac{U_{E4max} - U_{E5min}}{2} =$$

$$= 14,69; 22,21; 29,71 \text{ V.}$$

Aby omezení obou půlvln bylo symetrické, musí být napětí na obou emitorech koncových tranzistorů (středové napětí)

$$U_0 = U_{E4max} + U_{E5min}/2 = 15,72; 23,43; 31,17 \text{ V.}$$

Středové napětí je prakticky rovno polovině napětí U_B . Přesná velikost tohoto napětí je závislá na jednotlivých parametrech použitých tranzistorů, proto v praxi nastavíme středové napětí tak, aby obě půlvlny na osciloskopu byly omezeny symetricky.

Pro určení odporů R_{11} a R_{12} musíme z charakteristik zjistit proudový zesilovací činitel β_{min} při U_{BE4m} (horní hranice) a napětí U_{BE4} (horní hranice pro daný klidový proud):

$$\beta_{min} = 38; 25; 21 \Rightarrow U_{BE4m} = 0,85; 0,92; 1,1 \text{ V. } U_{BE4} = 0,62 \text{ V.}$$

Pro stanovení emitorového odporu použijeme vztah

$$R_{em} = \left(R_E + \frac{U_{BE4m}}{I_{ZM}} \right) = 0,222; 0,16; 0,144 \Omega$$

a pomocná veličina $r =$

$$r = \frac{R_{em}}{R_Z} = 0,056; 0,04; 0,036$$

$$\text{az toho } s_{min} = 1 + 2r + 2\sqrt{r(1+r)} = 1,598; 1,458;$$

s ohledem na plné vybuzení je přípustný R_{12} určen

$$R_{12} = R_Z \left(\frac{\beta_{min}}{s_{min}} - 1 \right) = 91,11; 63,2; 53,61 \Omega;$$

volíme nejbližší normalizovaný odpor.

$$R_{12} = 82; 56; 47 \Omega.$$

Pro výpočet odporu R_{11} vypočítáme s , z rovnice

$$s = \frac{\beta_{min}}{1 + R_{12}/R_Z} = 1,767; 1,667; 1,647$$

a pomocnou veličinu

$$r_{max} = \frac{1}{4} \left(s + \frac{1}{s} - 2 \right) = 0,083; 0,067; 0,064.$$

Povolný rozsah pro volbu odporů R_{11} vychází z rovnice:

$$\frac{s-1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{r}{r_{max}}} \right) \leq \frac{R_{11}}{R_{12}} \leq$$

$$\leq \frac{s-1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{r}{r_{max}}} \right),$$

$$0,165; 0,122; 0,109 \leq \frac{R_{11}}{R_{12}} \leq 0,602; 0,545;$$

$$0,538$$

$$\text{a z toho } R_{12} \left(\frac{s-1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{r}{r_{max}}} \right) \right) \leq R_{11} \leq R_{12} \left(\frac{s-1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{r}{r_{max}}} \right) \right),$$

$$13,53; 6,83; 5,12 \leq R_{11} \leq 49,36; 30,52; 25,29.$$

Aby budícím tranzistorem T_3 tekla co nejmenší proud, volíme R_{11} v normalizované řadě, co nejbližší horní hranici R_{11} (tj. 47; 27, popř. 22 Ω).

Výsledný zatěžovací odpor R_m koncového stupně je:

$$R_m = \frac{R_Z R_{12}}{R_Z + R_{12}} = 3,81; 3,73; 3,69 \Omega.$$

amplituda emitorového proudu koncovým tranzistorem

$$I_{em4,5} = \frac{U_{ECM}}{R_E + R_m} =$$

3,856; 5,954; 8,052 A. Tento proud je v každém případě menší než maximální proud použitých tranzistorů při použití reproduktorových soustav s impedancí 4 Ω.

Výstupní výkon je dán rovnici:

$$P_{vyst} = \frac{1}{2} \left(I_{em4,5} \frac{R_{12}}{R_Z + R_{12}} \right)^2 R_Z =$$

$$= 27,04; 61,76; 110,13 \text{ W.}$$

Výpočet ztrátového výkonu vychází z předpokladu, že tranzistor T_5 je o něco více zatěžován než tranzistor T_4 , neboť středové napětí U_0 je o něco větší než polovina napájecího napětí. Protože kolektor T_5 je uzemněn, může být tranzistor T_5 připevněn na chladič bez izolační podložky. Tím dosáhneme menšího tepelného odporu oproti montáži s izolační podložkou při převodu tepla z pouzdra tranzistoru na chladič (zhruba o 1 °C/W). Ztrátový výkon tranzistoru T_5 při zanedbání ztrátového výkonu báze-emitor je při 2 P výst. max/π.

$$P_{T5} = \frac{(1,1 U_0)^2}{\pi^2 R_Z} = 7,57; 16,83; 29,78 \text{ W}$$

a pro tranzistor T_4

$$P_{T4} = \frac{(1,1 (U_B - U_0))^2}{\pi^2 R_Z} = 6,78; 15,48; 27,64 \text{ W.}$$

Pro teplotu přechodu 155 °C, a teplotu okolí 45 °C je tepelný odpor

$$R_{th0} \text{ pro } T_5 14,53; 6,54; 3,69 \text{ °C/W a pro } T_4 16,22; 7,11; 3,98 \text{ °C/W.}$$

Tepelný odpor mezi přechodem a chladičem tranzistoru T_5 (montáž bez izolační podložky) je

$$R_{thc} + R_{thc/K} \leq (1,5 + 0,5) = 2 \text{ °C/W.}$$

pro T_4 (montáž s izolační podložkou) $R_{th0} = 1 \text{ °C/W} \leq 3 \text{ °C/W}$, takže chladič musí mít tepelný odpor pro chlazení T_5

$$R_{thK} = R_{th0} - (R_{thc} + R_{thc/K}) \leq 12,53;$$

$$4,54; 1,69 \text{ °C/W a pro } T_4$$

$$R_{thK} \leq R_{th0} - (R_{thc} + R_{thc/K} + R_{thp}) \leq$$

$$13,22; 4; 11; 0,98 \text{ °C/W.}$$

Je třeba poznamenat, že s ohledem na tepelnou stabilitu je tepelný odpor chladiče měl být co nejmenší.

Přes kondenzátor C_2 je výstupní napětí přivedeno zpět do spojení odporů R_{11} a R_{12} , což umožňuje plně vybudit koncový

stupeň. Kondenzátor C_5 ovlivňuje kmitočtovou charakteristiku na nízkých kmitočtech. Jeho maximální kapacita je dána rovnici:

$$C_5 \geq \frac{1}{2\pi f_0 R_{12}} = 97; 142; 169 \mu\text{F},$$

f_0 je dolní mezní kmitočet (v našem případě 20 Hz). Volíme 200 μF . Kmitočtová charakteristika celého zesilovače je dána hlavně kondenzátorem C_6 a odporem $R_2 \parallel R_{12} (R_m)$

$$C_6 \geq \frac{1}{2\pi f_0 R_m} = 2088; 2133; 2157 \mu\text{F}.$$

Volíme 2500 μF s ohledem na velké tolerance elektrolytických kondenzátorů.

Protože T_3 pracuje ve třídě A, musíme zvolit odpovídající proud (klidový) I_{C3} , abychom dosáhli požadovaného rozkmitu

$$I_{C3} = \frac{U_B - U_0}{R_{11} + R_{12}} = 0,115; 0,27; 0,435 \text{ A}.$$

Ztrátový výkon P_{23} je

$$P_{23} = U_0 I_{C3} = 1,808; 6,326; 13,559 \text{ W}.$$

Pro budič použijeme tranzistory KD333, KD335, KD607, pro které je teplota přechodu 155 °C a tepelný odpor

$$R_{\text{th}} = 60,84; 17,389; 8,113 \text{ °C/W}.$$

$$R_{\text{thK}} = 52,84; 9,389; 5,113 \text{ °C/W}.$$

Amplituda střídavého proudu na R_{11} je při plném vybuzení tranzistoru T_4

$$I_{R11} = \frac{I_{C3} R_E + U_{BE4m}}{R_{11}} = 18,09; 34,07; 50 \text{ mA}.$$

Amplituda maximálního proudu báze tranzistoru T_4 je:

$$I_{B4m} = \frac{I_{C4m}}{\beta_{4min}} = 101; 238; 383 \text{ mA}.$$

Odpovídající proud pro plné vybuzení tranzistoru T_5 je

$$\frac{I_{C3} R_E + U_{BE5m}}{R_{11}} = 20,2; 41,67; 59,1 \text{ mA}$$

a $I_{B5m} = I_{C3} / \beta_{5min} = 101; 238; 0,383 \text{ mA}.$

Protože součet obou proudů je větší než klidový proud budičového tranzistoru I_{C3} , je nutné ze středu na vstup zesilovače zavést střídavou zpětnou vazbu, aby byl tranzistor T_3 plně vybuzen. Nejdříve však musíme spočítat odpory R_8 , R_9 a R_{10} :

$$R_{10} = \frac{I_{C3} R_E + U_{BE3min}}{I_{CB03max}}, \text{ na obr. 19 } R_{E3} = 0.$$

U_{BE3min} , $I_{CB03max}$ zjistíme z charakteristik;

$R_{10} = 220; 270; 650 \Omega$, zaokrouhlíme na vyráběné: 220; 270; 560 Ω .

Klidový proud

$$I_{E2} = \frac{I_{C3}}{\beta_{3min}} + \frac{I_{C3} R_E + U_{BE3}}{R_{10}} = 5,5; 8,9; 12,2 \text{ mA}.$$

Odpor R_{10} je zároveň emitorovým odporem, pro tranzistor T_2 , proto zvětšíme proud I_{C2} na 8; 12; 15 mA.

Úbytek napětí na odporu R_{10} : $U_{R10} I_{C2} = 1,76; 3,24; 8,4 \text{ V}.$

Napětí na kolektoru T_1 bude tedy $U_{C1} = U_{R10} + U_{BE2} = 2,46; 3,94; 9,11 \text{ V}.$

Napětí U_{BE2} se zjistí z charakteristik pro daný proud I_{C2} . Tranzistor T_2 musí mít napětí U_{CE0} větší než U_{B0} , protože jeho kolektorové napětí je rovno $U_{CE2} + U_{CEm}$. Pro zesilovač 27 W byl použit tranzistor

KC507 a pro ostatní dva KF504. Při $\beta_{2min} = 145; 50; 53$ bude proud $I_{B2} = 64; 240; 283 \mu\text{A}$. Tranzistor T_1 je tranzistor p-n-p BC177, jehož kolektorový proud volíme 1 mA, neboť z jeho kolektoru je napájena báze T_2 . Při volbě I_{C1} musíme přihlížet i k minimálnímu šumu. Odpor

$$R_8 = \frac{U_{C1}}{I_{C1}} = 2,46; 3,94; 9,11 \text{ k}\Omega. \text{ Volíme}$$

nejblíže menší vyráběný, tj. 2,2; 3,9; 8,2 k Ω . Před výpočtem odporu R_9 vypočítáme odpory R_1 až R_6 . Pro výpočet odporu R_6 musíme určit úbytek napětí na tomto odporu a proud tekoucí děličem v bázi T_1 .

$$U_{B0} - U_{R6} = U_0 + I_{C3}(R_{11} + R_{12}) + U_{BE4} = 31,175; 46,46; 61,805 \text{ V}.$$

$$U_{R6} = 4,9; 7,54; 10,2 \text{ V}.$$

$$\text{Proud báze } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_{1min}} = 8,33 \mu\text{A} \text{ (pro}$$

$\beta_{1min} = 120$). Proud děličem I_{d1} by měl být z hlediska požadavku teplotní a napěťové stability asi 10× větší než I_{B1} . Volíme

$$100 \mu\text{A}; \text{ pak } R_6 = \frac{U_{R6}}{I_{d1}} = 49; 75,4; 102 \text{ k}\Omega;$$

v řadě E12 bude tedy $R_6 = 47; 68; 100 \text{ k}\Omega$.

$$\text{Odpor } R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = \frac{U_{B0} - U_{R6}}{I_{d1}} = 311,75; 464,6; 618,05 \text{ k}\Omega.$$

Zanedbáme-li při prvním přiblížení úbytek na R_9 , bude napětí na bázi až na U_{BE1max} (z charakteristik přečteme $U_{BE1max} = 0,7 \text{ V}$) rovno středovému napětí U_0 : $U_{B1} = U_0 - U_{BE1max} = 15,02; 22,73; 30,47 \text{ V}.$

Zároveň však platí, že:

$$U_{B1} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot (U_{B0} - U_{R6}), \text{ a z toho}$$

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 0,48; 0,49; 0,49 \text{ a } R_2 + R_3 = (0,92; 0,96; 0,96) (R_1 + R_4). R_1 + R_4 = 162,37; 237; 315,56 \text{ k}\Omega.$$

0,96; 0,96) + $(R_1 + R_4)$. $R_1 + R_4 = 162,37; 237; 315,56 \text{ k}\Omega$. Odpor R_4 nastavujeme symetrii obou pólů a použijeme odporový trimr 100 k Ω .

$$R_1 = 68; 150; 220 \text{ k}\Omega.$$

$$R_2 + R_3 = 149,38; 227,52; 302,94 \text{ k}\Omega.$$

Protože R_3 je malý (viz dále), bude $R_2 = 0,15; 0,22; 0,33 \text{ M}\Omega$. Spočítáme paralelní spojení odporů R_1 až R_4

$$R_5 = \frac{(R_1 + R_4) R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 77,8; 116,06; 154,67 \text{ k}\Omega.$$

Na odporu R_9 by měl být co nejmenší úbytek napětí U_0 . Poměr $R_9 : R_3$ určuje stupeň zpětné vazby. Pro stanovení zpětné vazby musíme spočítat následující veličiny:

$$U_{vst} = \sqrt{2 P_{vst} R_2} = 14,7; 22,23; 29,68 \text{ V}.$$

$$I_{B4,5} = \frac{U_{vst}}{R_m} = 3,86; 5,96; 8,04 \text{ A}.$$

$$\text{Z charakteristik } U_{B4,5} = 0,95; 1,13; 1,32 \text{ V}, \\ I_{B4,5} = 0,101; 0,238; 0,383 \text{ A}.$$

Proud odporem R_{11}

$$I_{R11} = \frac{I_{C4,5} R_E + U_{B4,5}}{R_{11}} = 20,2; 41,67; 59,1 \text{ mA}$$

$$I_{C3} = I_{B4,5} + I_{R11} = 121,2; 279,67; 442,1 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C3}}{\beta_2 \beta_2} = 14; 80; 119 \mu\text{A}$$

$$g_{m3} = \frac{I_{C3}}{U_T} = \frac{I_{C3}}{26} = 4,42; 10,38; 16,73 \text{ A/V}$$

$$U_{B03} = \frac{I_{C3}}{g_{m3}} = 27,4; 26,94; 26,42 \text{ mV}$$

$$I_{C1} = I_{B2} + \frac{U_{B03}}{R_8} = 26,45; 86; 91; 122,22 \mu\text{A}$$

$$r_{o1} = \frac{U_T}{I_{C1}} = 26 \Omega$$

$$U_{vst} = I_{C1} (R_3 + r_{o1}) = 0,16; 5,65; 8,92 \text{ mV}$$

$$A_v = \frac{U_{vst}}{U_{vst}} = 91\,875; 3935; 3327$$

Pro $U'_{vst} = 500 \text{ mV}$ (skutečné vstupní napětí) bude

$$A'_v = 29,4; 44,46; 59,36.$$

Protože úbytek na odporu R_9 má být v rozsahu 1 až 3 V, volíme $R_9 = 1; 1,8;$

$$2,7 \text{ k}\Omega, \text{ odpor } R_3 \text{ bude } \frac{R_9}{A_v} = 34; 40,1;$$

$$45,5 \Omega, \text{ vybereme jako } R_3 = 33; 39; 47 \Omega.$$

Vstupní odpor bez zpětné vazby bude: $r_1 = \beta_1 (r_{o1} + R_3) = 7080; 7800; 8760 \Omega$, a se zpětnou vazbou $r'_1 =$

$$r'_1 = 1 + \frac{R_3}{R_9} A_v, \quad r'_1 = 21\,472\,755; 672\,815; 516\,090 \Omega.$$

Kondenzátor $C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_{d1} R_6} \geq 3,39; 2,34; 1,95 \mu\text{F}$ pro $f_{d1} = 10 \text{ Hz}.$

Vzhledem k rozptylu elektrolytických kondenzátorů volíme $C_1 = 5 \mu\text{F}$. Kondenzátor $C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_{d2} R_3} = 482; 408; 339 \mu\text{F},$

C_2 zaokrouhlíme na 500 μF . Vstupní kondenzátor C_3

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi f_{d2} r'_1} \geq$$

$$\geq 0,741; 23,66; 30,83 \text{ nF, pro } f_{d2} = 10 \text{ Hz}; C_3 \text{ zaokrouhlíme na } 33 \text{ nF}.$$

Boucherotův článek R_{14}, C_4 zlepšuje vlastnosti a stabilitu zesilovače na vysokých kmitočtech.

Odpor $R_{14} = (1 \text{ až } 10) R_2 = 4,7 \Omega.$

$$C_4 \geq \frac{1}{2\pi f_h R_{14}} = 0,1 \mu\text{F, pro horní mezní kmitočet } f_h = 330 \text{ kHz}.$$

Výkonové zesilovače s integrovanými obvody

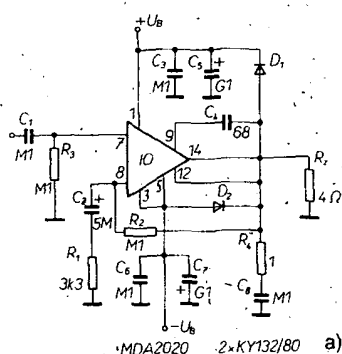
Výkonové zesilovače s integrovanými obvody je možné v ČSSR konstruovat s MBA810, MDA2010, MDA2020. Dále popisované výkonové zesilovače používají IO MDA2020, neboť zesilovačů s MBA810 bylo v AR publikováno větší množství. Rovněž se nebudeme zabývat vnitřním zapojením a parametry IO, protože ty jsou uvedeny v katalogu a byly publikovány taktéž v AR. V této stati soustředíme svoji pozornost jen na vnější součástky a jejich vliv na parametry zesilovače.

Na obr. 20a je zapojení jednoho kanálu stereofonního zesilovače se symetrickým napájením, určeného do přijímače s moduly.

Vstupní signál je přes kondenzátor C_1 přiveden na neinvertující vstup IO. Kapacita kondenzátoru C_1 určuje dolní mezní kmitočet zesilovače. Zmenšíme-li kapacitu C_1 , zvýší se dolní mezní kmitočet,

zvětšením kapacity se dolní mezní kmitočet snižuje. C_1 odděluje stejnosměrně vstup MDA2020 od předchozích stupňů. Kondenzátor C_2 nastavuje stejnosměrné zesílení na 1. Doporučená kapacita $C_2 = 4,7 \mu\text{F}$; její zvětšení vede ke snížení f_d a její zmenšení ke zvýšení f_d . Kondenzátory C_3, C_6 jednak filtrují vř složky napájecího napětí a jednak zlepšují stabilitu zesilovače. Při zmenšení jejich kapacity má zesilovač sklon k nakmitávání. Doporučená kapacita je $0,1 \mu\text{F}$.

Kondenzátory C_5, C_7 zlepšují filtraci napájecího napětí na nízkých kmitočtech (zejména při dlouhých přívodech ke zdroji napájecího napětí). Zmenšení jejich kapacity se projeví sklonem zesilovače k zakmitávání. Doporučená kapacita je $100 \mu\text{F}$. Kondenzátor C_4 určuje horní mezní kmitočet (f_h) zesilovače; při zvětšení jeho kapacity se snižuje f_h a naopak. Doporučená kapacita pro $f_h = 20 \text{ kHz}$ je 68 pF . Kondenzátor C_8 filtruje vř složky signálu a zlepšuje kmitočtovou stabilitu zesilovače, doporučená kapacita je $0,1 \mu\text{F}$, zmenšuje-li se, má zesilovač sklon k zakmitávání.



Poměr odporů $R_1 : R_2$ určuje zesílení MDA2020. Zvětšení R_1 zmenšuje zisk a naopak. Doporučená hodnota je $3,3 \text{ k}\Omega$. Odpor R_1 spolu s kondenzátorem C_2 určují dolní mezní kmitočet

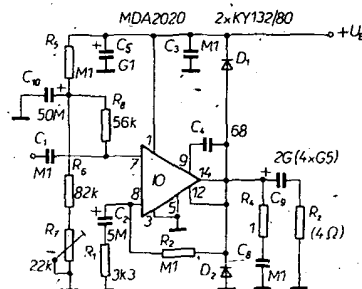
$$(f_d = \frac{1}{2R_1C_2\pi})$$

Zmenšíme-li odpor R_2 , zmenší se zisk zpětnovazební smyčky a naopak. Doporučená hodnota $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Odpor R_3 nastavuje předpětí na neinverující vstup a jeho zvětšení nebo zmenšení vede ke změně výstupního offsetového napětí. R_3 se má rovnat R_2 .

Odpor R_4 zvětšuje stabilitu zesilovače na vyšších kmitočtech a jeho změna se projeví sklonem zesilovače k oscilacím. Doporučená hodnota $R_4 = 1 \Omega$; R_4 spolu s C_8 tvoří Boucherotův článek.

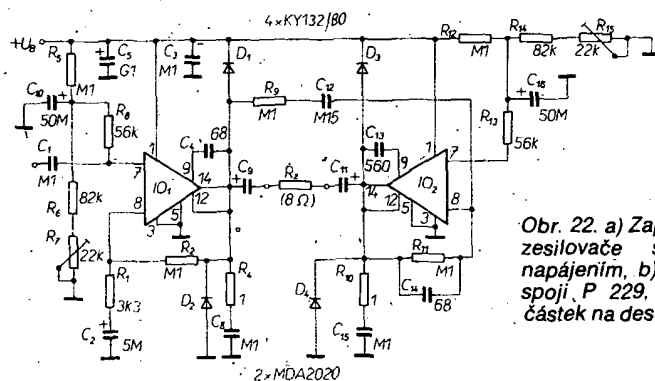
Diody D_1 a D_2 chrání IO před napětovými špičkami, zejména je-li k výstupu připojena indukční zátěž.

Deska s plošnými spoji pro stereoфонní zesilovač je na obr. 20b a rozložení sou-

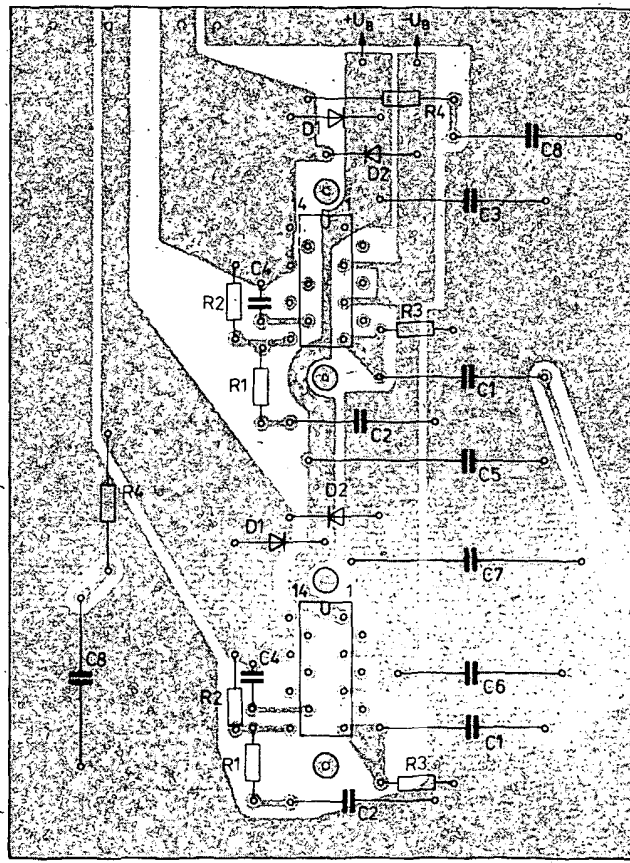
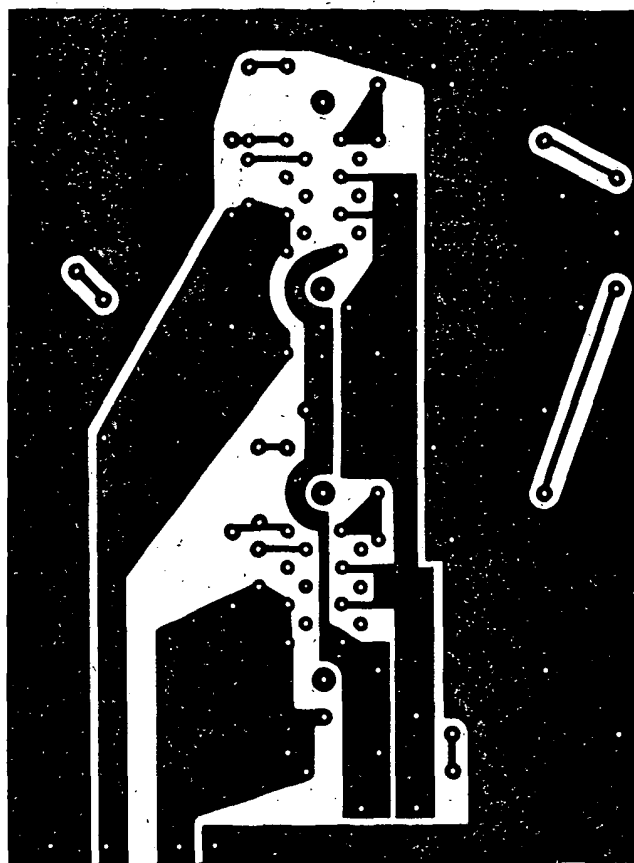


Obr. 21. a) Zapojení jednoho kanálu stereoфонního zesilovače s nesymetrickým napájením s MDA 2020, b) deska s plošnými spoji P 228, c) rozložení součástek na desce s plošnými spoji

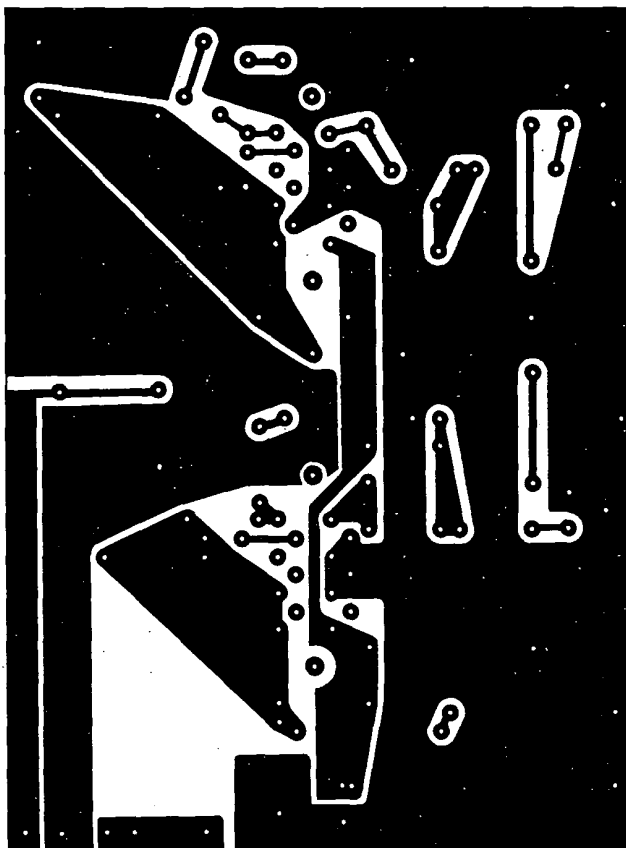
částek na obr. 20c. Součástky v druhém kanálu jsou označeny příslušným znakem s čárkou.



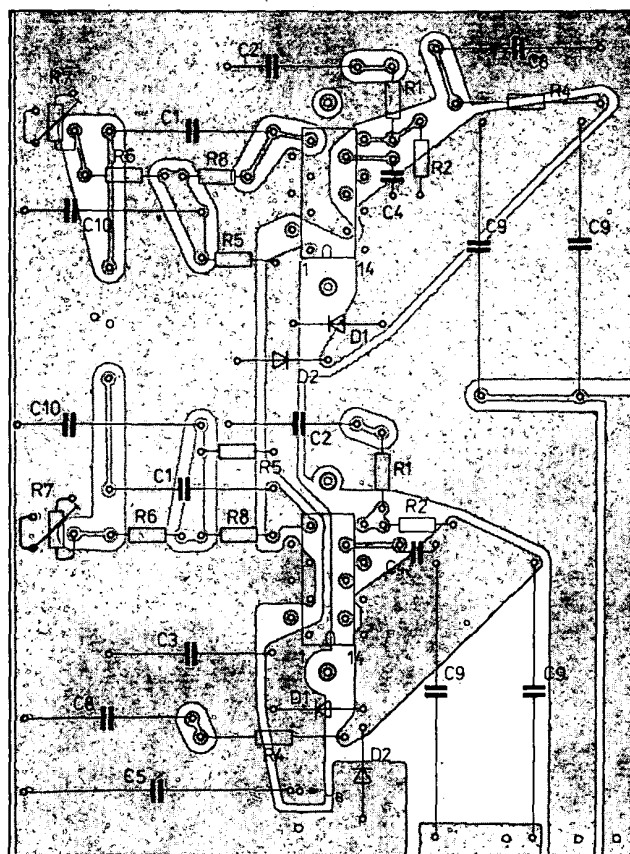
Obr. 22. a) Zapojení můstkového zesilovače s nesymetrickým napájením, b) deska s plošnými spoji P 229, c) rozložení součástek na desce s plošnými spoji



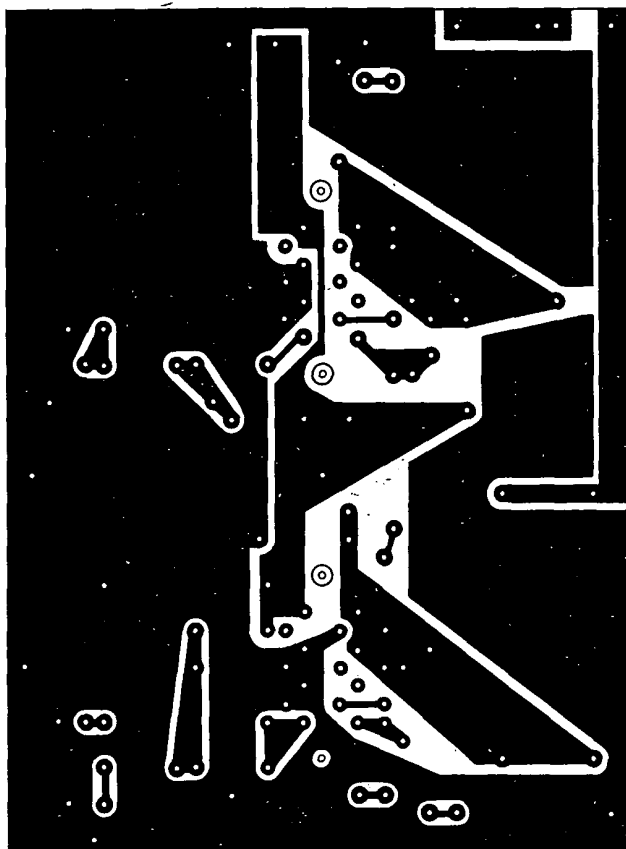
Obr. 20. a) Zapojení jednoho kanálu stereoфонního zesilovače se symetrickým napájením s MDA 2020, b) deska s plošnými spoji P 227, c) rozložení součástek na desce s plošnými spoji



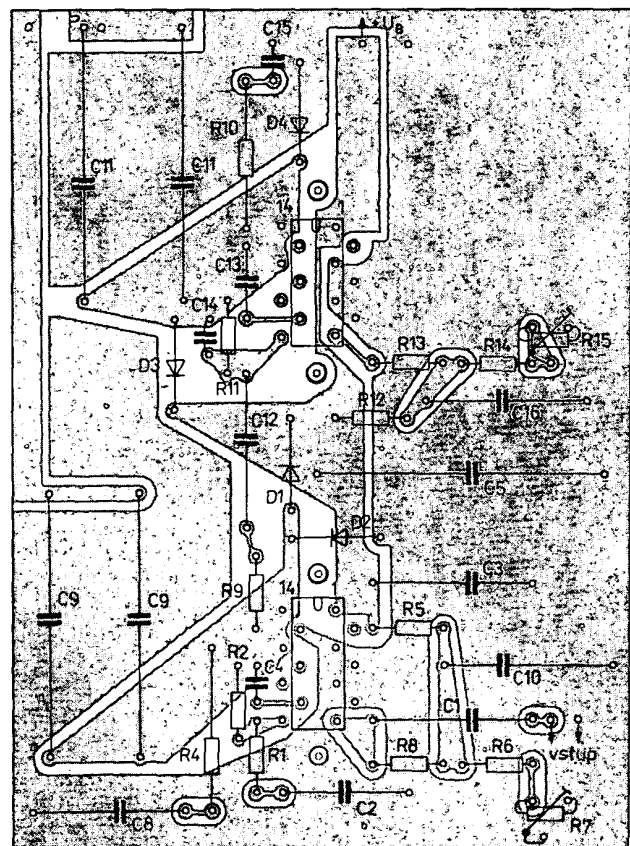
21b



21c



22b



22c

- Výstupní výkon zesilovače je $2 \times 15 \text{ W}$ na impedanci 4Ω při $k = 1 \%$ a $U_B = \pm 15 \text{ V}$ ($U_{B0} = \pm 19 \text{ V}$).

Na obr. 21a je zapojení jednoho kanálu stereofonního zesilovače s nesymetrickým napájením. Funkce odporů R_1 , R_2 , R_4 , kondenzátorů C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 a diod D_1 , D_2 je stejná jako u předchozího zesilovače. Odporů R_5 , R_6 , R_7 tvoří dělič napětí pro neinvertující vstup. Odpořem R_7 nastaví-

kým napájením. Funkce odporů R_1 , R_2 , R_4 , kondenzátorů C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 a diod D_1 , D_2 je stejná jako u předchozího zesilovače. Odporů R_5 , R_6 , R_7 tvoří dělič napětí pro neinvertující vstup. Odpořem R_7 nastaví-

me na výstupu (vývody 12, 14 IO) poloviční napájecí napětí (před připojením zátěže 4 Ω). Odpor R_8 je oddělovací odpor, který zvětšuje vstupní impedanci zesilovače.

Kondenzátor C_9 stejnosměrně odděluje výstup zesilovače od zátěže. Jeho doporučená kapacita je 2000 μF. Menší kapacita má za následek zvýšení f_d , větší kapacita se projeví snížením f_d . Kondenzátor C_{10} filtruje napájecí napětí pro neinvertující vstup IO. Doporučená kapacita je 50 μF; její zmenšení se projeví sklonem zesilovače k oscilacím.

Deska s plošnými spoji pro stereofonní zesilovač je na obr. 21b a rozložení součástek na obr. 21c.

Výstupní výkon zesilovače je 2×15 W na impedanci 4 Ω při $k = 1\%$ a $U_B = 30$ V ($U_{B0} = 38$ V).

Na obr. 22a je zapojení můstkového zesilovače s MDA2020. Signál je přes C_1 přiveden na neinvertující vstup IO₁ a po zesílení z výstupu IO₁ přes R_9 , C_{12} na invertující vstup IO₂. Odpor R_9 a R_{11} je nastaven jednotkový zisk IO₂. Změna jednoho z těchto odporů může vést k nesymetrii výstupního napětí; doporučuje se $R_9, R_{11} = 100$ kΩ. Odpor $R_5, R_6, R_7, R_8, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_1, R_2, R_4, R_{10}$, kondenzátory $C_1, C_3, C_4, C_5, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{13}, C_{15}, C_{16}$ a diody D_1, D_2, D_3, D_4 mají stejný vliv jako u předchozího zesilovače. Pro dobrou stabilitu na vysokých kmitočtech byla kapacita C_{13} zvětšena na 560 pF. Kondenzátor C_{14} omezuje přenos vyšších kmitočtů a zlepšuje fázovou stabilitu zesilovače; doporučuje se $C_{12} = 0,15$ μF, $C_{14} = 68$ pF. Impedanci zátěže je nutno v tomto případě zvětšit na 8 Ω, aby nebyl přetížen IO.

Deska s plošnými spoji je na obr. 22b a rozložení součástek na obr. 22c. Výstupní výkon zesilovače je 30 W na impedanci 8 Ω při $k = 1\%$ a $U_B = 34$ V ($U_{B0} = 38$ V).

Důležité upozornění! Integrované obvody MDA2010 a MDA2020 je nutno zapájet až po přitažení chladiče k desce s plošnými spoji, neboť jinak by se mohly zničit např. nevhodně nastaveným klidovým proudem, protože použité „pouzdro“ je bez přídavného chladiče určeno pro maximální ztrátový výkon 1 W. Styčnou plochu je vhodné opatřit silikonovou vazelinou.

Chlazení výkonových polovodičových prvků (IO a tranzistorů)

Z každého výkonového polovodičového prvku musíme odvést teplo vzniklé ztrátovým výkonem přes chladič do prostoru. Při montáži prvku na chladič musíme zajistit co nejlepší převod tepla mezi pouzdem a chladičem, tzn. že styčná plocha musí být co nejrovnější a nesmí být na ní žádné nečistoty. Styčnou plochu očistíme před montáží lihem nebo acetonem a natřeme silikonovou vazelinou. Po připevnění prvku k chladiči zbytky vazeliny odstraníme.

Před návrhem chladiče je třeba udělat krátký rozbor tepelného odporu, který vychází z přenosu ztrátového výkonu chlazeného polovodiče na chladič. Základní rovnice pro přenos tepla je:

$$Q = hA\Delta T,$$

kde Q je přenesený ztrátový výkon, h součinitel přestupu tepla, A plocha přenášející teplo a ΔT teplotní spád mezi zdrojem tepla a okolní teplotou. Pro tepelný odpor platí

$$R_{th} = \frac{\vartheta - \vartheta_u}{P}$$

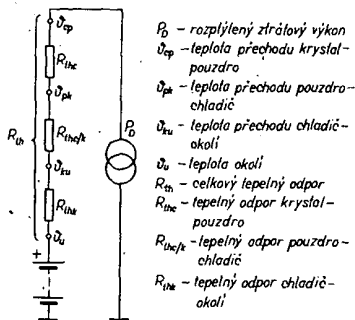
kde R_{th} je tepelný odpor, ϑ je teplota zdroje tepla, ϑ_u je teplota okolí a P je odvedený ztrátový výkon.

Maximální výkon polovodičového prvku je při daném tepelném odporu a dané okolní teplotě

$$P_{max} = \frac{\vartheta_{max} - \vartheta_u}{R_{th}}$$

kde ϑ_{max} je maximální přípustná teplota „krystalu“ polovodičového prvku, uvedená v katalogu.

Podle analogie s náhradními odpory platí i Kirchhoffovy zákony. Všechny tepelné odpory a úbytky teploty uvnitř i vně polovodiče jsou zahrnuty v náhradním schématu na obr. 23. Úbytky teploty jsou



Obr. 23. Náhradní schéma tepelného odporu

nahrazeny tepelnými odpory. Pro teplotu „krystalu“ platí

$$\vartheta_j = P_0(R_{th/k} + R_{th/k} + R_{th/k}) + \vartheta_u,$$

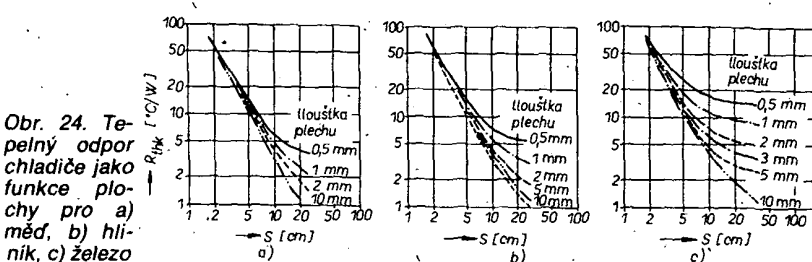
kde $R_{th/k}$ je tepelný odpor polovodiče, $R_{th/k}$ tepelný odpor pouzdro-chladič, a $R_{th/k}$ tepelný odpor chladiče.

Na obr. 24a, b, c jsou tepelné odpory chladičů zhotovených z mědi, z hliníku a ze železa. Tyto křivky platí pro čtvercové plechy se stranou S , u nichž je chlazený prvek upevněn ve středu; chladič je ve svislé poloze. Jsou-li na jednom plechu připevněny dva prvky a je-li vzdálenost mezi nimi malá, pak lze potřebnou plochu chladiče určit tak, jako by byl na chladiči jen jeden prvek, přičemž při výpočtu tepelného odporu uvažujeme ztrátový výkon rovný součtu ztrátových výkonů obou prvků a tepelný odpor $R_{th/k}$ je rovný náhradnímu tepelnému odporu složenému z tepelných odporů obou prvků.

Bude-li chladič ve vodorovné poloze, je nutné vypočítanou plochu násobit součinitelem 1,3. Při načerněném chladiči lze plochu zmenšit na 0,7 plochy původní.

Tak např. pro tranzistor T_5 na obr. 19 pro zesilovač 27 W potřebujeme 28 cm² hliníkového plechu tl. 2 mm a pro T_4, T_5 plochu asi 50 cm² ze stejného plechu. Pro obvod MDA2020 musí mít chladič $R_{th/k} = 2$ °C/W.

Tepelné odpory nepoužívanějších čs. chladičů byly uvedeny v AR 9/74.



Korekční předzesilovače s plynule proměnnými korekcemi

U kvalitních zařízení bývá obvykle před výkonovým zesilovačem zapojen korektor s plynule proměnnými korekcemi kmitočtu.

Zapojení jednoho typu korektoru je na obr. 25a. Vstupní signál je přes kondenzátor C_1 přiveden na fyziologický regulátor hlasitosti, C_2, C_3, R_1, R_2 . Z běže R_2 je přes C_4 přiveden signál na emitorový sledovač, který zaručuje malou výstupní impedanci, potřebnou pro napájení aktivního korektoru. Odpor R_3 je nastaveno předpětí báze T_1 . Kondenzátor C_5 omezuje přenos signálů vysokých kmitočtů. Odpor R_4 je emitorový odpor tranzistoru T_1 . Kondenzátor C_6 odděluje stejnosměrné T_1 od aktivního korektoru a jeho kapacita spolu se vstupním odporem korektoru určují dolní mezní kmitočet. Aktivní korektor je zapojen mezi invertující vstup a výstup IO₁. Odpor R_6, R_9, R_{12}, R_{13} spolu s C_7 ovlivňují hloubky, odpory R_7, R_{10}, R_{14} spolu s C_8, C_9 signály středních kmitočtů a odpory R_8, R_{11}, R_{15} spolu s C_{10} výšky. Odpor R_{16} spolu s C_{11} potlačují signály vysokých kmitočtů a zlepšují tak stabilitu zejména na vysokých kmitočtech. Kondenzátor C_{12} kmitočtově kompenzuje IO₁. Kondenzátory C_{13}, C_{14} filtrují napájecí napětí od vf kmitočtů a zlepšují stabilitu zapojení. Z výstupu IO₁ jde signál do obvodu vyvážení R_{17}, R_{18}, R_{19} .

Všimněme si obvodu korekčního článku, zařazeného ve zpětné vazbě. Na nízkých kmitočtech platí:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_9 C_7}, R_{12} = R_6 = \frac{R_9}{V_{UB} - 1}$$

$$f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_6 C_7}, C_7 = \frac{1}{2\pi R_6 f_{LB}}$$

$$V_{UB} = 1 + \frac{R_9}{R_6}, R_9 \gg R_6.$$

R_9 volíme podle dostupných potenciometrů, f_L je nejnižší kmitočet, který je maximálně zdůrazněn nebo potlačen, f_{LB} je kmitočet, od něhož jsou potlačovány nebo zdůrazňovány nízké kmitočty, v praxi $f_{LB} : f_L = 10$, V_{UB} je požadované potlačení nebo zdůraznění na kmitočtu f_L .

Na vysokých kmitočtech platí:

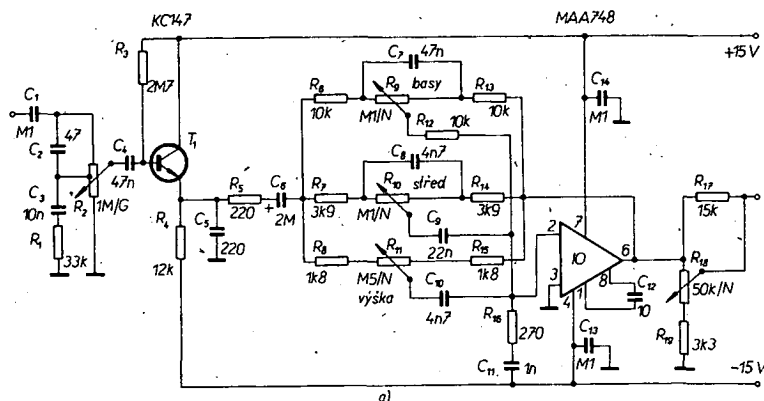
$$f_H = \frac{1}{2\pi R_8 C_{10}}, R_8 = R_{14} = \frac{R_6 + 2R_{12}}{V_{UV} - 1}$$

$$f_{HB} = \frac{1}{2\pi (R_6 + R_8 + 2R_{12}) C_{10}}, \frac{f_H}{f_{HB}} = 10,$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi (R_6 + R_8 + 2R_{12}) f_{HB}}$$

$$V_{UV} = 1 + \frac{R_6 + 2R_{12}}{R_8}$$

(oba vztahy platí za předpokladu, že $R_{11} \geq R_6 + R_8 + 2R_{12}$); kde f_H je nejvyšší kmitočet, který je maximálně zdůrazněn nebo potlačen, f_{HB} je kmitočet, od kterého jsou potlačovány nebo zdůrazňovány vysoké kmitočty, V_{UV} je požadované potlačení nebo zdůraznění na kmitočtu f_H .



Na středních kmitočtech (prezence) platí: střední kmitočet, který je maximálně zdůrazněn nebo potlačen

$$\omega_S = 2\pi f_S = \sqrt{\frac{2R_7 + R_{10}}{R_7 R_{10} (R_6 + 0.5R_9 + R_{12}) C_8 C_9}}$$

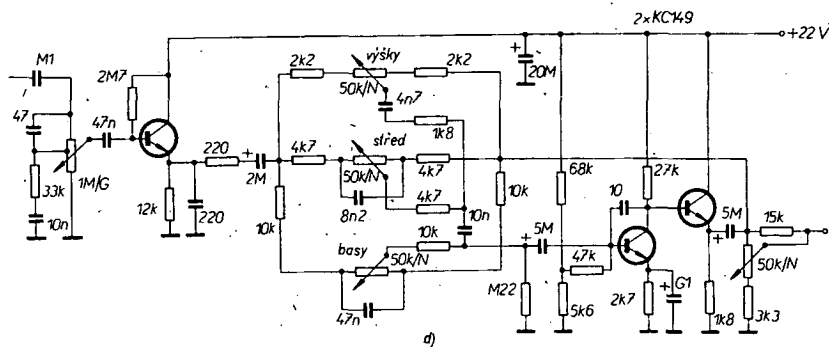
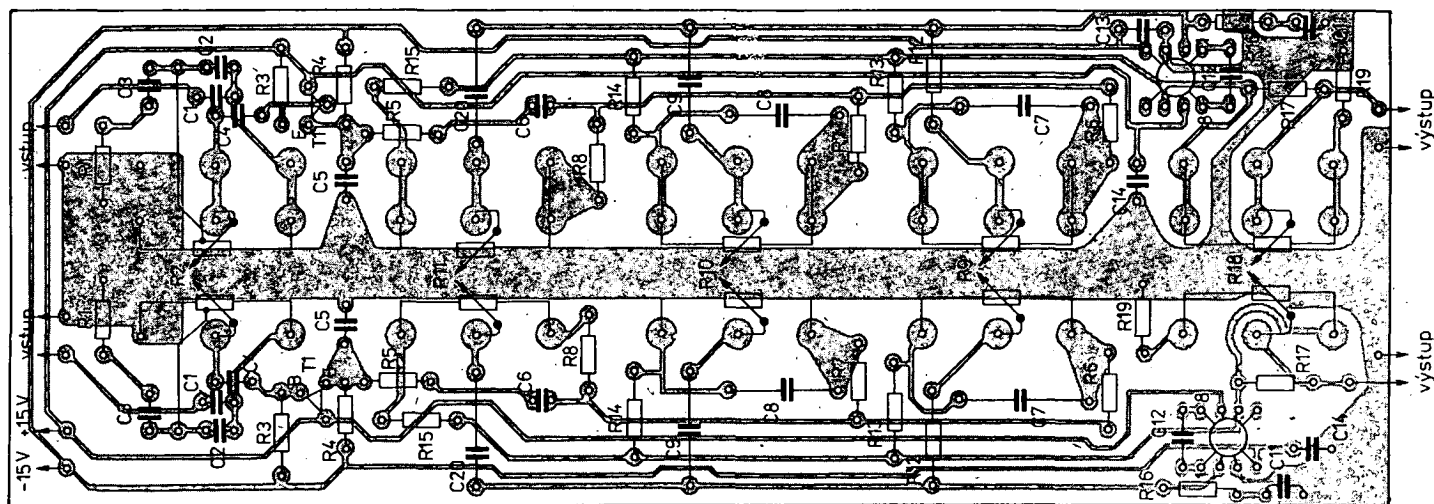
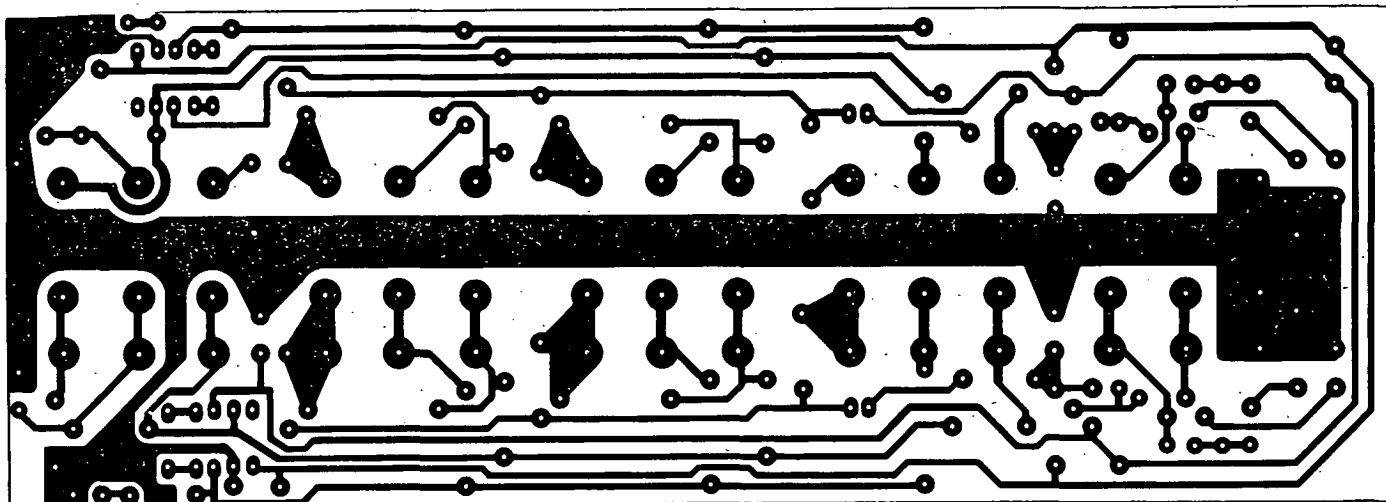
zesílení na středním kmitočtu:

$$V_{us} = \frac{2R_7 R_{10} C_8 + (R_6 + 0.5R_9 + R_{12}) (R_7 + R_{10}) C_9}{2R_7 R_{10} C_8 + R_7 C_9 (R_{10} + R_6 + 0.5R_9 + R_{12})}$$

jakost obvodu

$$Q = \sqrt{\frac{2R_7 + R_{10}}{R_7 R_{10} C_8 C_9 (R_6 + 0.5R_9 + R_{12})}}$$

$$\left(\frac{R_{10} C_8 C_9 (R_6 + 0.5R_9 + R_{12})}{(R_7 + R_{10}) C_9 + 2R_{10} C_8 + (R_6 + 0.5R_9 + R_{12}) C_9} \right)$$



Uvedeme si příklad výpočtu. Dáno
 $f_L = 31 \text{ Hz}$; $f_{LB} = 310 \text{ Hz}$; $f_{VB} = 1.5 \text{ kHz}$;
 $f_V = 15 \text{ kHz}$; $f_S = 1.5 \text{ kHz}$; $V_{UB} = 10$;
 $V_{UV} = 10$; $V_{US} = 5.6$;
 když $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$, bude: $R_6 = R_{12} = R_{13} =$

$$= \frac{R_9}{V_{UB} - 1} = \frac{10^5}{10 - 1} =$$

$$= 11\,111 \Omega \rightarrow R_6 = R_{12} = R_{13} = 12 \text{ k}\Omega;$$

$$C_7 = \frac{1}{2\pi R_6 f_{LB}} = \frac{1}{2\pi \cdot 12\,000 \cdot 310} =$$

$$= 42,784 \text{ nF}, C_7 = 47 \text{ nF};$$

Obr. 25. a) Zapojení jednoho kanálu korekčního zesilovače s aktivními korekcemi, b) deska s plošnými spoji P 230, c) rozložení součástek na desce s plošnými spoji, d) korekční zesilovač s tranzistorem

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_9 C_7} = 33,68 \text{ Hz};$$

$$f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_6 C_7} = 282,19 \text{ Hz};$$

$$V_{UB} = 1 + \frac{R_9}{R_6} = 9,33 = 19,4 \text{ dB};$$

$$R_{15} = R_8 = \frac{R_6 + 2R_{12}}{V_{UV} - 1} = 4 \text{ k}\Omega; R_{15} = R_8 = 3,9 \text{ k}\Omega;$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi f_{VB} (R_6 + R_8 + 2R_{12})} = 2,66 \text{ nF},$$

$$C_{10} = 2,7 \text{ nF};$$

$$f_V = \frac{1}{2\pi R_8 C_{10}} = 15114 \text{ Hz};$$

$$f_{VB} = \frac{1}{2\pi (R_6 + R_8 + 2R_{12}) C_{10}} = 1477 \text{ Hz};$$

$$V_{UV} = \frac{R_6 + 2R_{12}}{R_8} + 1 = 10,2 = 20,17 \text{ dB};$$

$$R_{11} \cong (R_6 + R_8 + 2R_{12}) 10 \cong 399 \text{ k}\Omega, R_{11} = 500 \text{ k}\Omega.$$

Konstantu 10 volíme proto, abychom vyloučili ovlivňování odpory R_9 , R_{10} . Když $R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$ a $C_9 = 5 \text{ C}_8$, vypočítáme z V_{US} odpor $R_7 = R_{14}$

$$V_{US} =$$

$$= \frac{2R_7 R_{10} C_8 + (R_6 + 0,5R_9 + R_{12}) (R_7 + R_{10}) C_9}{2R_7 R_{10} C_8 + R_7 C_9 (R_{10} + R_6 + 0,5R_9 + R_{12})} = 5,6 = \frac{5,3R_7 + 3,3 \cdot 10^5}{10,3R_7}$$

$$R_7 = R_{14} = \frac{3,3 \cdot 10^5}{52,36} = 6293,1, R_7 = R_{14} = 6,8 \text{ k}\Omega.$$

Kondenzátor C_8 vypočítáme z rovnice pro f_8

$$2\pi f_8 = \sqrt{\frac{2R_7 + R_{10}}{R_7 R_{10} C_8 C_9 (R_6 + 0,5R_9 + R_{12})}} = 2\pi 1500 = \sqrt{\frac{4,52 \cdot 10^{-10}}{C_8^2}}$$

$$C_8 = \sqrt{\frac{4,52 \cdot 10^{-10}}{88826442}} = 2,25 \text{ nF},$$

$$C_8 = 2,2 \text{ nF}.$$

$$C_9 = 5C_8 = 11 \text{ nF}, f_8 \cong 1537,2 \text{ Hz}, V_{US} = 5,2, Q = 0,712.$$

Na obr. 25b je deska s plošnými spoji a na obr. 25c rozložení součástek korekčního zesilovače. Operační zesilovač je možné nahradit tranzistory podle obr. 25d.

Na obr. 26 je zapojení pasivního korektoru, který bývá zapojen mezi dva zesilovací stupně.

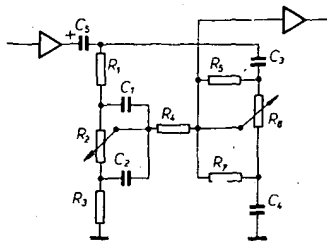
Na nízkých kmitočtech platí:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2},$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1},$$

$$f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

za předpokladu, že $R_2 \gg R_1 \gg R_3$. Na vysokých kmitočtech platí



Obr. 26. Zapojení pasivního korektoru

$$\frac{R_7}{R_5} = \frac{C_3}{C_4}, f_{VB} = \frac{1}{2\pi R_7 C_4} = \frac{1}{2\pi R_5 C_3}, f_V = \frac{1}{2\pi R_7 C_3}$$

za předpokladu $R_6 \gg R_5 \gg R_7$.

Příklad návrhu. Dáno: $f_L = 50 \text{ Hz}$; $f_{LB} = 500 \text{ Hz}$; $f_{VB} = 1 \text{ kHz}$; $f_V = 10 \text{ kHz}$; $R_1 : R_2 = R_3 : R_1 = C_1 : C_2 = 1 : 10$; $R_7 : R_5 = C_3 : C_4 = 1 : 10$.

Když $R_2 = R_6 = 100 \text{ k}\Omega/\log$ (zaručují rovnoměrný průběh korekce), bude:

$$R_1 = \frac{R_2}{10} = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = \frac{R_1}{10} = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_L} = 31,8 \text{ nF},$$

$$C_1 = 33 \text{ nF}; C_2 = 10 C_1 = 330 \text{ nF};$$

podle podmínky, že $R_6 \gg R_5$, vybereme $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$,

$$\text{pak } R_7 = \frac{R_5}{10} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\text{a } C_3 = \frac{1}{2\pi f_{VB} R_5} = 15,9 \text{ nF},$$

$$C_3 = 15 \text{ nF}, \text{ pak } C_4 = 10 C_3 = 150 \text{ nF};$$

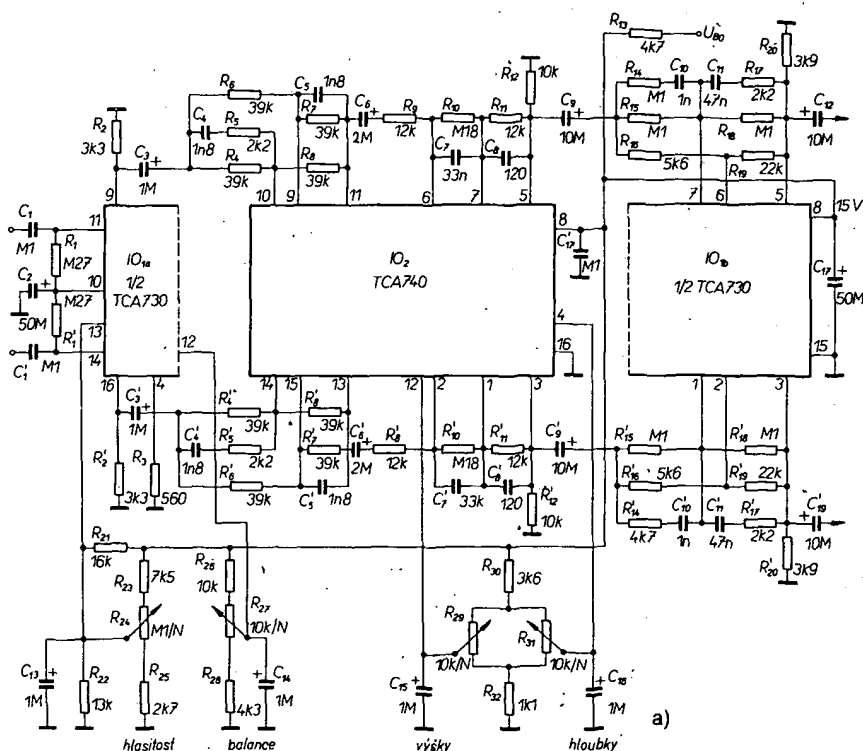
$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_0 (R_1 + R_2 + R_3)} = 71,7 \text{ nF}, C_5 = 100 \text{ nF} \text{ (pro } f_0 = 20 \text{ Hz)}.$$

Je nutno poznamenat, že výstupní impedance prvního zesilovače musí být malá a vstupní impedance druhého zesilovače velká (aby korektor správně pracoval).

Typ korektoru s elektronickými potenciometry je na obr. 27a. Elektronické potenciometry jsou tvořeny čtyřmi operačními zesilovači, jejichž zisk řídíme stejným napětím. Jako všechny operační zesilovače vyznačují se i IO_1 , IO_2 velkým vstupním a malým výstupním odporem a velkým ziskem bez zavedené zpětné vazby.

Vstupní signál je přes C_1 přiveden na vstup $11 IO_1$. Kapacita C_1 je určena dolním mezním kmitočtem f_d a odporem R_1 (vstupní odpor v tomto zapojení je $250 \text{ k}\Omega$). Odpor R_1 je zapojen mezi vstupy vstupního diferenciálního zesilovače a udržuje na obou vstupech stejné předpětí, které je filtrováno kondenzátorem C_2 (doporučená kapacita $50 \mu\text{F}$). Je-li $C_2 < 50 \mu\text{F}$, může se zvětšit brum a náchylnost k oscilacím. Na výstupu $9 IO_1$ je odpor R_2 (emitorový odpor vnitřního emitorového sledovače). Doporučený odpor je $3,3 \text{ k}\Omega$ a nesmí být zmenšen, aby se nezničil sledovač v IO_1 nadměrným proudem. Rozsah regulace balance je $+4,5$ až $-7,5 \text{ dB}$. Z výstupu $9 IO_1$ je nf signál veden na IO_2 – obvod pro korekci hloubek a výšek. Odpory R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 spolu s kondenzátory C_4 , C_5 tvoří obvod pro korekci výšek. Operační zesilovače v IO_2 jsou zapojeny jako invertující zesilovače. Zpětnovazební větev je v korektoru výšek rozdělena na dvě části. Poměrem odporu R_8 k impedanci článku R_4 , R_5 , C_4 je určeno zdůraznění výšek. Odpor R_6 toto zdůraznění omezuje. Pro zdůraznění platí:

$$V_{UV} = \frac{(R_4 + \sqrt{R_5^2 + (\frac{1}{\omega C_4})^2}) R_8}{R_4 \sqrt{R_5^2 + (\frac{1}{\omega C_4})^2}}, \text{ je-li } R_4 = R_8, \text{ je } V_{UV} = \frac{R_4}{\sqrt{2R_5^2 + R_4 R_5}} + 1$$



Obr. 27. a) Zapojení předzesilovače s A273 a A274, b) deska s plošnými spoji P 231, c) rozložení součástek na desce s plošnými spoji

$$a \omega_v = \frac{1}{C_4 \sqrt{R_5 (R_4 + R_5)}}$$

Poměrem impedance $R_7 C_5$ ku R_6 je určeno potlačení výšek:

$$V_{uv} = \frac{R_7}{R_6} \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega_v R_7 C_5)^2}}$$

$$\text{pro } \omega_v = \frac{1}{R_7 C_5} \text{ bude } V_{uv} = \frac{R_7}{R_6 \sqrt{2}}$$

Z výstupu korektoru výšek je signál na korektor hloubek $R_9, R_{10}, R_{11}, C_7, C_8$ přiveden přes kondenzátor C_6 . Kondenzátorem C_8 jsou omezeny signály vysokých kmitočtů, aby se zmenšil celkový šum korektoru. Odpor R_{10} jsou propojeny báze zdrojů proudu v operačních zesilovačích elektronických potenciometrů. Zdůraznění hloubek je dáno poměrem impedancí C_7, R_{11} k R_9 .

$$V_{ub} = \frac{\sqrt{R_{11}^2 + \left(\frac{1}{\omega_b C_7}\right)^2}}{R_9} = \frac{R_{11}}{R_9} \sqrt{2}$$

$$\text{pro } \omega_b = \frac{1}{R_{11} C_7}$$

Potlačení hloubek je dáno poměrem odporu R_{11} k impedanci $R_9 C_7$

$$V_{ub} = \frac{R_{11}}{\sqrt{R_9^2 + \left(\frac{1}{\omega_b C_7}\right)^2}}$$

$$\text{a pro } \omega_b = \frac{1}{R_9 C_7} \text{ bude } V_{uv} = \frac{R_{11}}{R_9 \sqrt{2}}$$

Při lineárním přenosu je zesílení dáno vztahem $R_{11} : R_9$. Rozsah regulace výšek

a hloubek je +16 dB při 16 kHz a 40 Hz, vztaženo ke kmitočtu 1 kHz. Odpor R_{12} je emitorový odpor vnitřního emitorového sledovače.

Z výstupu korektoru hloubek jde nf signál přes C_9 na fyziologický regulátor hlasitosti. Jeho základní zesílení je dáno poměrem odporů $R_{19} : R_{16}$. Při malé hlasitosti (malém řídicím napětí) budou zdůrazněny hloubky a výšky a potlačeny střední kmitočty obvodem $R_{15}, R_{18}, R_{14}, R_{17}, C_{10}, C_{11}$. Dolní kmitočty fyziologického regulátoru je

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_{19} C_{11}}$$

Na středních kmitočtech (v bodě největšího potlačení středního kmitočtu) platí:

$$f_s = \frac{1}{2\pi R_{17} C_{11}} = \frac{1}{2\pi R_{15} C_{10}}$$

Horní kmitočty je dán rovnici (zdůraznění výšek):

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{14} C_{10}}$$

Zesílení na kmitočtu f_d je dáno poměrem odporů $R_{18} : R_{15}$ a na kmitočtu f_s je dáno poměrem $R_{15} : R_{17}$ a na kmitočtu f_H poměrem odporů $R_{18} : R_{14}$. Odpor R_{20} je emitorový odpor vnitřního emitorového sledovače.

Přes kondenzátor je signál veden do dalšího zesilovače, jehož vstupní odpor musí být větší než 5,6 kΩ, aby nebyl přetížen IO. Napájecí napětí je filtrováno pro oba IO a pro regulátory kondenzátorem C_{17} .

$$\text{Odpor } R_{13} = \frac{U_{b0} - 15}{0,07}$$

Kondenzátory C_{13} až C_{16} jsou určeny pro potlačení mechanických vad potenciometrů. Zvětšení jejich kapacity má za následek neplynulou změnu řídicího napětí. Rozsah regulace fyziologického regulátoru je +20 až -80 dB.

Na obr. 27b je deska s plošnými spoji a na obr. 27c rozložení součástek zesilovače. TCA730 je možné nahradit A273 a TCA740 obvodem A274 z NDR.

A274 je možné použít i pro obvod prezence zapojíme-li do obvodu zpětné vazby korekční člen typu dvojitě T, nebo je ho možné zapojit jako filtr hluku, šumu, jehož zapnutí a vypnutí lze ovládat ss napětím.

Korekční předzesilovač s pevně nastavenými korekcemi

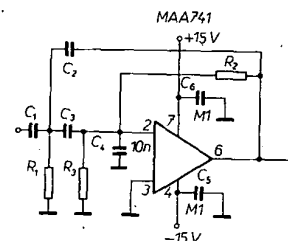
Mezi tyto zesilovače řadíme záznamové a reprodukční zesilovače v magnetofonu, zesilovače pro magnetickou přenosku a filtry pro potlačení hluku a šumu.

Na obr. 28 je zapojení filtru hluku. Operační zesilovač je zapojen jako invertující zesilovač, který má mezi vstupem signálu a invertujícím vstupem OZ korekční obvod zpětné vazby.

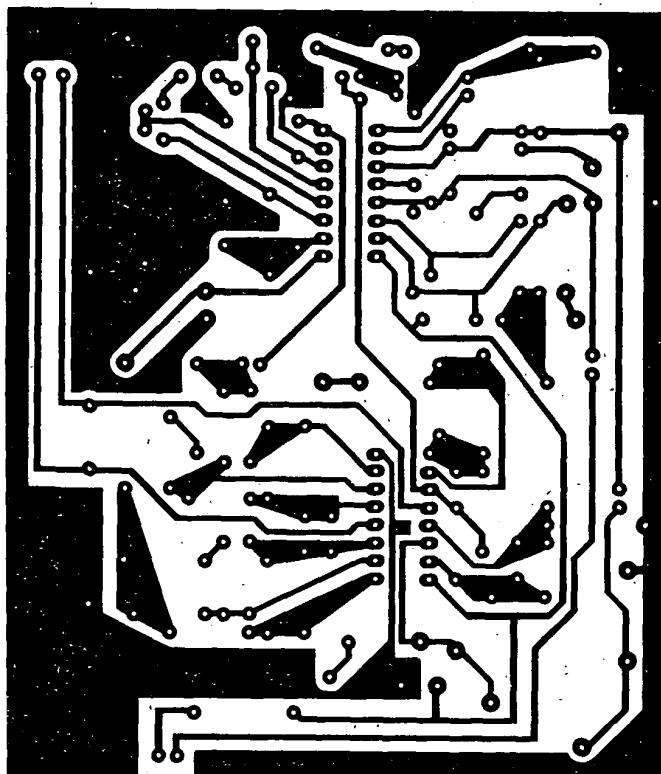
Abychom dosáhli zesílení $V_0 = 1$, musí být $R_2 = R_3$, R_3 volíme 270 kΩ.

Aby měl použitý filtr co nejmenší zvlnění a převýšení v oblasti kmitočtu f_0 , musíme použít Butterworthův filtr, pro který $Q = 0,707$, kdy $\omega = \omega_c$ a $2\pi f_0$, kde f_0 je kmitočty, na kterém nastane pokles o 3 dB. Dále si stanovíme, že

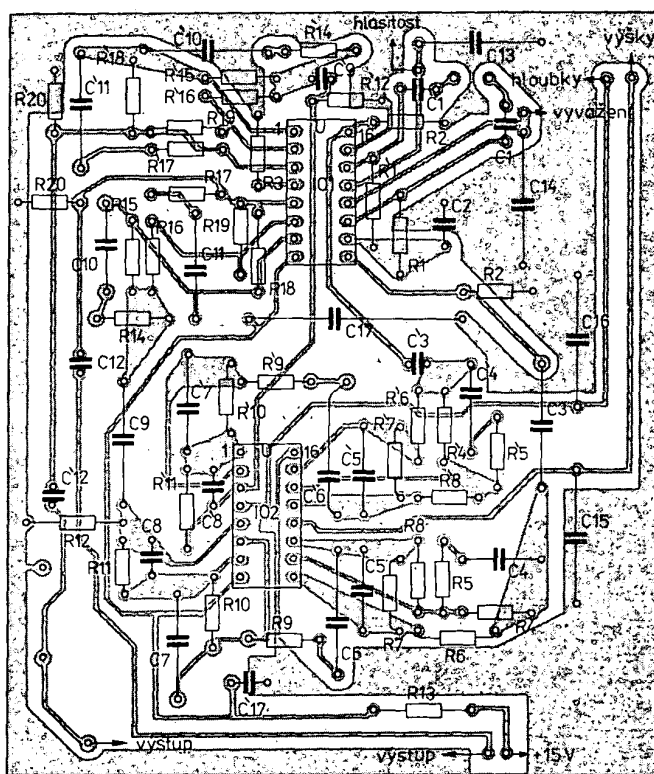
$$C_1 = C_3 = \frac{Q}{2\pi f_0 R_2} (2V_0 + 1),$$



Obr. 28. Zapojení filtru hluku



b)



c)

C_1 pro $f_d = 50$ Hz je 25 nF, $C_1 = C_3 = 22$ nF,

$$C_2 = \frac{C_1}{V_u} = 22 \text{ nF.}$$

Odpor R_1 vypočítáme z rovnice

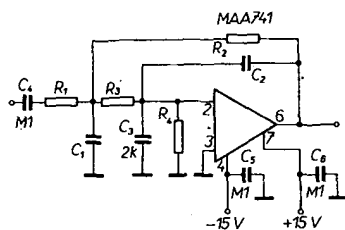
$$R_1 = \frac{1}{2\pi Q f_d C_1 (2V_u + 1)} = 68 \cdot 216 \Omega,$$

$$R_1 = 68 \text{ k}\Omega,$$

$$\text{a kmitočet } f_d = \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_1 R_2}} = 53,39 \text{ Hz.}$$

Kondenzátory C_4 , C_5 , C_6 zlepšují stabilitu na vysokých kmitočtech. Uvedený typ filtru má strmost 12 dB/okt a zesílení jedna.

Na obr. 29 je zapojení filtru šumu. Operační zesilovač i zde pracuje jako invertující zesilovač, který má zapojen



Obr. 29. Zapojení filtru šumu

mezi vstup signálu a invertující vstup OZ filtr, jehož dva členy jsou zapojeny ve zpětné vazbě.

Opět volíme $Q = 0,707$ (Butterworthův filtr), $V_u = 1$ a $f_d = 10$ kHz. Z následující rovnice určíme konstantu

$$K = \frac{1}{4Q(V_u + 1)} = 0,25.$$

Vybereme kondenzátor $C_1 = 560$ pF (jeho kapacita musí být malá, aby nebyly předčasně omezovány signály vyšších kmitočtů, tzn. že pro vyšší kmitočty musí mít co největší impedanci. Pak

$$C_2 = KC_1 = 140 \text{ pF}, C_2 = 150 \text{ pF};$$

z dalších rovnic určíme odpory R_2 , R_3 a R_1 ,

$$R_2 = \frac{1}{4Q\pi f_d C_1 K} = 80 \cdot 398 \Omega, R_2 = 82 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 = \frac{1}{V_u + 1} = 41 \text{ k}\Omega, R_3 = 39 \text{ k}\Omega,$$

$$R_1 = \frac{R_2}{V_u} = 82 \text{ k}\Omega,$$

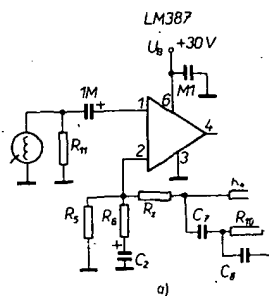
$$\text{a skutečný kmitočet } f_c = \frac{Q}{\pi C_1} \sqrt{\frac{V_u + 1}{R_2 R_3}} = 10 \cdot 049 \text{ Hz.}$$

Odpor $R_4 \ll R_2 + R_3$ nastavuje předpětí na neinvertujícím vstupu, $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$. Úplný návrh filtru zahrnuje i kondenzátor C_3 , který zlepšuje stabilitu zapojení na vyšších kmitočtech a kondenzátor C_4 , oddělující stejnosměrné filtr od předchozího zesilovače. Filtr má strmost 12 dB/okt a zesílení jedna.

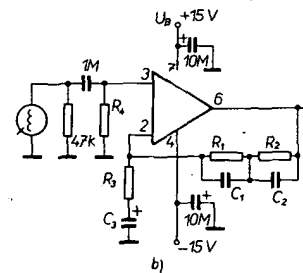
Při návrhu filtru musí mít operační zesilovač velkou vstupní a malou výstupní impedanci (rovněž i předchozí zesilovač).

Korekční zesilovač pro magnetickou přenosku musí mít ve zpětné vazbě členek, který koriguje výstupní napětí podle charakteristiky RIAA. V tab. 5 jsou uvedeny kmitočty a odpovídající výstupní úrovně vztažené k referenčnímu kmitočtu 1 kHz pro křivku RIAA. Časové konstanty

$$t = \frac{1}{2\pi f} \text{ jsou: } t_1 = 3180 \mu\text{s}; t_2 = 75 \mu\text{s. Vý-}$$



a)



b)

Obr. 30. Korekční zesilovač pro magnetickou přenosku s LM387 (a), MAA741 (b)

Tab. 5. Norma RIAA pro magnetické přenosky

Kmitočet f [Hz]	Zisk [dB]	Kmitočet f [Hz]	Zisk [dB]
20	+19,3	800	+0,7
30	+18,6	1k	0,0
40	+17,8	1k5	-1,4
50	+17,0	2k	-2,6
60	+16,1	3k	-4,8
80	+14,5	4k	-6,6
100	+13,1	5k	-8,2
150	+10,3	6k	-9,6
200	+8,2	8k	-11,9
300	+5,5	10k	-13,7
400	+3,8	15k	-17,2
500	+2,6	20k	-19,6

stupní napětí z magnetické přenosky bývá velmi malé, obvykle 0,5 až 1 mV/cm/s.

Na obr. 30a je zapojení jednoho typu korekčního zesilovače pro magnetickou přenosku s korekcí RIAA. Odpory R_4 a R_5 nastavují předpětí na invertujícím vstupu. Pro daný typ operačního zesilovače (LM387) je:

$$R_5 \leq \frac{2U_{BE}}{10 I_{Bst}} \cdot \frac{1,3}{5 \cdot 10^{-6}} \leq 260 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = 100 \text{ k}\Omega;$$

$$\text{pak } R_4 = \left(\frac{U_{B0}}{2,6} - 1 \right) R_5 = 1,053 \text{ M}\Omega,$$

$$R_4 = 1 \text{ M}\Omega.$$

Pro $t_1 = 3180 \mu\text{s}$ (50 Hz) vypočítáme

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_1 R_4} = 3,18 \text{ nF}, C_7 = 3,3 \text{ nF.}$$

Pro $t_2 = 318 \mu\text{s}$ (500 Hz) vypočítáme $R_{10} =$

$$= \frac{1}{2\pi f_2 C_7} = 96 \cdot 458 \Omega, R_{10} = 100 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega.$$

Protože maximální výstupní napětí z magnetické přenosky je při citlivosti 1 mV/cm/s a rychlosti 25 cm/s (tato rychlost platí pro rozsah kmitočtů 800 až 2500 Hz) 25 mV, pak pro maximální efektivní výstupní napětí 5 V bude potřebné zesílení zesilovače na referenčním kmitočtu 1 kHz

$$V_u = \frac{U_{vst}}{U_{vst}} = 200.$$

Potřebné zesílení je dáno poměrem

$$\frac{R_6 + R_{10}}{R_6}, R_6 = \frac{R_{10}}{V_u - 1} = 502,5 \Omega,$$

$$R_6 = 470 \Omega \text{ a oddělovací odpor } R_z = 10R_6 = 4,7 \text{ k}\Omega.$$

$$\text{Kondenzátor } C_8 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{10}} = 750 \text{ pF}, C_8 = 820 \text{ pF.}$$

$$\text{Kondenzátor } C_2 = \frac{1}{2\pi f_d R_6} = 16,93 \mu\text{F}, C_2 = 20 \mu\text{F},$$

kde f_d je dolní mezní kmitočet, zde $f_d = 20$ Hz.

Návrh bude ukončen, když R_{11} bude rovno 47 k Ω , což odpovídá standardnímu zatížení přenosky podle RIAA.

Druhý typ zesilovače pro magnetickou přenosku s korekcí RIAA je na obr. 30b. Odpor R_4 nastavuje stejnosměrné „poměry“ daného operačního zesilovače. Vzhledem k tomu, že vstupní impedance zesilovače má být 47 k Ω . Zvolíme např. 820 k Ω . Aby stejnosměrné zesílení bylo jedna, musí platit $R_4 = R_1 + R_2$. Z daného zapojení je zřejmé, že zisk na referenčním kmitočtu 1 kHz má být

$$V_{uref} = 1 + \frac{R_2}{R_3} = 0 \text{ dB.}$$

Budeme-li uvažovat, že výstupní napětí z přenosky je při její citlivosti 0,5 mV/cm/s a při rychlosti 25 cm/s rovno 12,5 mV, pak pro výstupní efektivní napětí 5 V na kmitočtu 1 kHz bude nutné zesílení 400. Dále jsou uvedeny rovnice pro výpočet R_1 , R_2 , R_3 , C_1 , C_2 , C_3 .

$$\text{Dáno: } f_1 = 50 \text{ Hz}; f_2 = 500 \text{ Hz}, f_3 = 2122 \text{ Hz}, V_{uref} = 400; R_4 = 820 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = \frac{f_1 R_4}{f_1 + f_2} = 74 \cdot 546 \Omega, R_2 = 68 \text{ k}\Omega,$$

$$R_1 = R_4 - R_2 = 752 \text{ k}\Omega, R_1 = 750 \text{ k}\Omega,$$

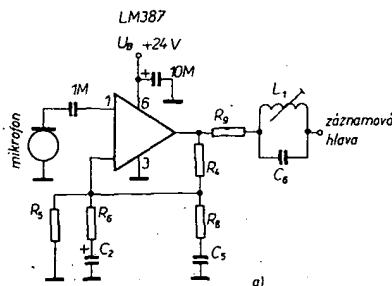
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} = 4,2 \text{ nF}, C_1 = 4,7 \text{ nF},$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_2} = 1,1 \text{ nF}, C_2 = 1 \text{ nF},$$

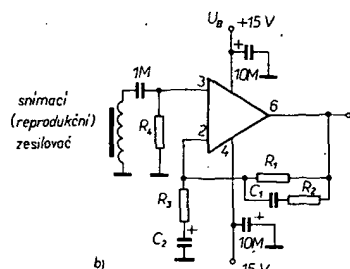
$$R_3 = \frac{R_2}{V_{uref} - 1} = 170 \Omega, R_3 = 180 \Omega.$$

Pro $f_d = 20$ Hz bude

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_d R_3} = 44,2 \mu\text{F}, C_3 = 50 \mu\text{F}.$$



a)



b)

Obr. 31. Záznamový a reprodukční zesilovač s LM387

Na obr. 31a je zapojení záznamového zesilovače pro magnetofon. Odpory R_4, R_5 nastavují stejnosměrné podmínky zesilovače a vypočítáme je z rovnic

$$R_5 = \frac{U_{BE}}{5I_{vst}}, \quad R_4 = \left(\frac{U_B}{1,3} - 1 \right) R_5$$

Odpor R_6 spolu s C_2 určují zesílení na středním (referenčním) kmitočtu. Kondenzátor C_5 určuje spolu s R_6 kmitočet f_3 , který je dán vlastnostmi nahrávací hlavy (největší kmitočet na úrovni -3 dB maximálního výstupního napětí hlavy):

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_6 C_5}$$

Zisk zesilovače by se měl od tohoto kmitočtu zvětšovat se strmostí 6 dB/oktávu,

$$\text{odpor } R_8 = X_{C_5} \text{ a také } R_8 = \frac{1}{2\pi f_4 C_5}$$

kde f_4 je nejvyšší kmitočet přenesený magnetofonovou hlavou při úrovni 0 dB. Odporem R_9 je nastaven střídavý budicí proud záznamovou hlavou.

Cívka L_1 a C_6 tvoří paralelní rezonanční obvod, představující velkou impedanci pro předmagnetizační signál a omezuje intermodulační zkreslení. Příklad. Dáno: $U_B = 24$ V; $I_{hlavy} = 30$ μ A; výstupní napětí z mikrofonu $U_{vst} = 10$ mV.

$$R_5 = \frac{U_{BE}}{5I_{vst}} = \frac{0,65}{5 \cdot 10^{-4}} = 1300 \Omega, R_5 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \left(\frac{U_B}{1,3} - 1 \right) R_5 = 20\,954 \Omega, R_4 = 22 \text{ k}\Omega$$

Maximální efektivní výstupní napětí IO LM387 při $U_B = 24$ V je 7,8 V. S rezervou volíme $U_{vst} = 6$ V, pak

$$R_9 = \frac{U_{vst}}{I_{hlavy}} = 200 \text{ k}\Omega, R_9 \text{ zaokrouhlíme na } 220 \text{ k}\Omega$$

Je-li $f_4 = 16$ kHz a zmenšuje-li se signál záznamové hlavy o 3 dB na 4 kHz, musí být zisk mezi 4 až 16 kHz 6 dB/okt, musí být proti zisku na referenčním kmitočtu zisk na 16 kHz větší, tj. 12 dB. Zesílení je dáno poměrem výstupního a vstupního napětí

$$V_u = \frac{U_{vst}}{U_{vst}} = \frac{6000}{10} = 600, \text{ tj. zisk } 55,56 \text{ dB}$$

Zisk na středním kmitočtu je o 12 dB menší, tj. 43,56 dB (zesílení 151). Tento zisk je dán rovnicí

$$V_{us} = \frac{R_4 + R_6}{R_6} = 151,$$

$$\text{odpor } R_6: R_6 = \frac{R_4}{V_{us} - 1} = 147 \Omega, R_6 = 150 \Omega,$$

$$\text{kondenzátor } C_2: C_2 = \frac{1}{2\pi f_3 R_6} = 21,2 \mu\text{F}, C_2 = 20 \mu\text{F},$$

$$\text{kondenzátor } C_5: C_5 = \frac{1}{2\pi f_3 R_6} = 265 \text{ nF}, C_5 = 270 \text{ nF},$$

$$\text{odpor } R_8: R_8 = \frac{1}{2\pi f_4 C_5} = 36,84 \Omega, R_8 = 39 \Omega$$

Na obr. 31b je reprodukční zesilovač pro magnetofon, který má odpovídat normě NAB, stejně tak jako předchozí záznamový zesilovač. Zisk na referenčním kmitočtu má být 0 dB = $V_u = 1 + \frac{R_2}{R_3}$.

Odpory R_4, R_1 slouží ke „stejnoseměrnému“ nastavení zesilovače. Volí se co největší, $R_1 = R_4 = 820 \text{ k}\Omega$.

Z charakteristiky NAB lze zjistit $f_1 = 50$ Hz; $f_2 = 1770$ Hz. Dále platí, že

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_1} = 17,68 \text{ nF}, C_1 = 18 \text{ nF},$$

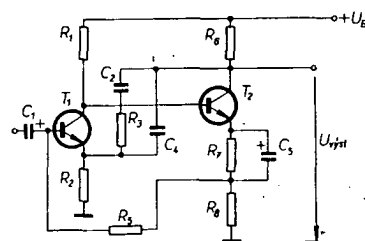
$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_2 C_1} = 4995 \Omega, R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Bude-li výstupní efektivní napětí z reprodukční hlavy 800 μ V a požadujeme-li na výstupu zesilovače efektivní napětí 0,5 V, bude $V_u = 625$ (55,9 dB). Zisk na kmitočtu 1 kHz je o 5 dB menší, tj. 51,9 dB = zesílení 394 = V_{us} .

$$\text{Odpor } R_3 \text{ bude } R_3 = \frac{R_2}{V_{us} - 1} = 11,95 \Omega, R_3 = 12 \Omega.$$

$$\text{Kondenzátor } C_2 \text{ bude } C_2 = \frac{1}{2\pi f_3 R_3} = 663 \mu\text{F}, C_2 = 1000 \mu\text{F}.$$

Operační zesilovač v daných zapojeních lze většinou nahradit dvěma tranzistory. Na obr. 32 je zapojení vhodného



Obr. 32. Zapojení dvoutranzistorového zesilovače pro magnetickou přenosku

dvoutranzistorového zesilovače. Vzhledem k tomu, že se jedná o stejnosměrně vázaný zesilovač, musíme splnit některé podmínky: Vstupním tranzistorem musí téci minimální kolektorový proud I_{C1} , aby se zbytečně nezvětšoval šum zesilovače. Napětí U_{E2} musí být větší než $U_{E1} + U_{BE1}$, aby se při vybudzení signálem tranzistor T_1 nedostal do saturace a také proto, že napětí U_{BE1} se odebírá z odporů R_7, R_8 .

Napětí U_{E2} omezuje rozkmit střídavého výstupního napětí, avšak při malém napětí U_{E2} a z něho vyplývajícím napětí U_{E1} se zhoršuje stejnosměrná stabilita zapojení (větší závislost na teplotě a zesílení tranzistorů). Vzhledem ke ss zpětné vazbě přes R_5 se doporučuje volit pro dobrou stabilitu obvodu $U_{E1} = 0,4$ V.

Pro zesilovač použijeme tranzistory KC509, KC508/ a $I_{C1} = 0,1$ mA; $I_{C2} = 3,5$ mA. Odpor R_2 je

$$R_2 = \frac{U_{E1}}{I_{C1}} = 4 \text{ k}\Omega, R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega.$$

Napětí na bázi T_1 je

$$U_{B1} = U_{E1} + U_{BE1} = 1 \text{ V}, U_{BE1} = 0,6 \text{ V}.$$



Napětí na kolektoru T_1 by mělo být alespoň 3 V.

Pro $U_{C1} = 4$ V a $U_B = 24$ V bude

$$R_1 = \frac{U_B - U_{C1}}{I_{C1}} = 200 \text{ k}\Omega, R_1 = 180 \text{ k}\Omega.$$

Pro dobrou ss stabilitu zesilovače musí být $I_{B1}R_5 \ll U_{B1}$, aby byl vyloučen vliv proudového zesílení β_1 prvního tranzistoru.

Pro $I_{B1}R_5 = 0,2$ bude $I_{C2}R_8 =$

$$U_{B1} + I_{B1} + I_{B1}R_5 = 1,2 \text{ V},$$

$$\text{odpor } R_8: R_8 = \frac{U_{B1} + I_{B1}R_5}{I_{C2}} = 343 \Omega, R_8 = 330 \Omega,$$

$$\text{odpor } R_7: R_7 = \frac{U_{C1} - U_{BE2}}{I_{C2}} - R_8 = 641 \Omega, R_7 = 680 \Omega,$$

$$\text{odpor } R_5: R_5 = \left(\frac{I_{C2}R_8 - U_{B1}}{I_{C1}} \right) \beta_{1\min} = 232,5 \text{ k}\Omega, R_5 = 220 \text{ k}\Omega.$$

Při splněné podmínce

$$\beta_2 \beta_1 \left(\frac{R_8 + R_2}{R_1} \right) \gg R_5 \left(1 + \beta_2 \frac{R_7 + R_8}{R_1} \right) + \beta_1 R_2$$

lze vypočítat kolektorový proud $I_{C2} \approx$

$$\approx \frac{1}{R_8 + R_2} \left(\frac{R_5 + R_2 \beta_1}{\beta_1 R_1} (U_B - U_{BE2}) + U_{BE1} \right) = 3,69 \text{ mA}.$$

Pokud by byl rozdíl proudů I_{C2} zvoleného a I_{C2} vypočítaného příliš velký, je nutno znova vypočítat odpory R_7, R_8 .

$$\text{Odpor } R_6 \text{ bude } R_6 = \frac{U_B - U_{CE2} - U_{E2}}{I_{C2}} = 3845 \Omega, R_6 = 3,9 \text{ k}\Omega$$

pro $U_{CE2} = 7$ V; $U_{E2} = 3,54$ V.

Napětí $U_{E1} =$

$$= \frac{R_2}{R_2 + R_3 + R_6} (U_B - I_{C2}R_6 + I_{C1}(R_3 + R_6))$$

$$\text{a odtud } R_3 = \frac{U_B R_2 - I_{C2} R_2 R_6 - U_{E1} R_2}{2 U_{E1}} =$$

$$= 49\,800 \Omega, R_3 = 47 \text{ k}\Omega;$$

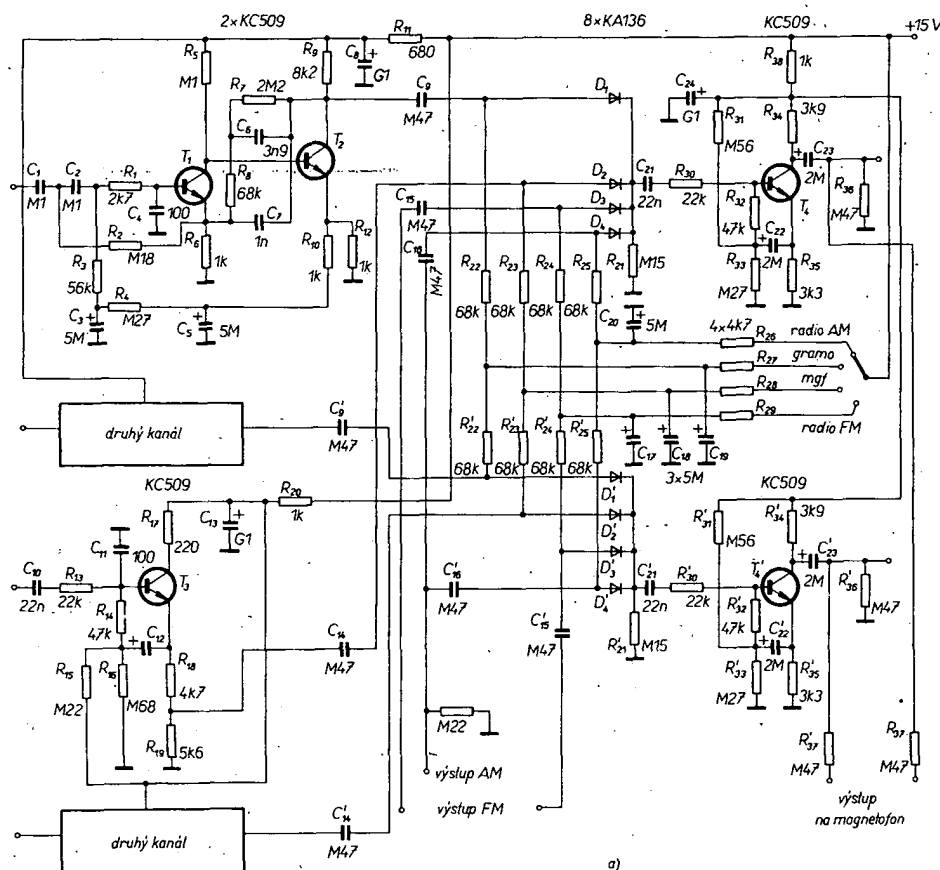
$$\text{kondenzátor } C_2: C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} = 6,77 \text{ nF}, C_2 = 6,8 \text{ nF},$$

$$\text{kondenzátor } C_4: C_4 = \frac{1}{2\pi f_3 R_3} = 1,6 \text{ nF}, C_4 = 1,5 \text{ nF}.$$

Elektronické přepínání vstupů a vstupní zesilovače

Zdroje signálů na vstupu nf zesilovače lze přepínat buď mechanicky (tlačítky, přepínači), nebo elektricky. V dalším se budeme věnovat pouze přepínačům elektrickým.

Na obr. 33a je zapojení vstupního zesilovače s diodovým elektronickým přepínačem. V předzesilovači pro magnetickou přenosku jsou použity tranzistory T_1, T_2 , stejnosměrně vázané. Signál z magnetické přenosky je přes ultrasonický filtr C_1, C_2, R_2, R_3 (potlačující mechanické hluky gramofonu, tj. kmitočty pod 20 Hz) přive-



Obr. 33. Vstupní zesilovač s diodovým přepínačem

den na bázi T_1 . Kondenzátor C_4 potlačuje vřkmitočty a zlepšuje stabilitu zesilovače na vysokých kmitočtech. Korekci RIAA zabezpečuje korekční členek R_7, C_8, C_6, C_7 z kolektoru T_2 do emitoru T_1 . Z kolektoru T_2 je signál veden přes C_9 na diodový přepínač. Z magnetofonu je signál na diodový přepínač veden přes emitorový sledovač T_3 , který zaručuje potřebnou velkou vstupní a malou výstupní impedanci. Výstupní napětí se odebírá z rozděleného emitorového odporu.

Z rozhlasového přijímače je signál na diodový přepínač veden přes kondenzátory C_{16} nebo C_{15} .

V diodovém přepínači jsou použity vř spínací diody, které mají malý dynamický odpor v propustném směru. Ostatní typy diod nejsou vhodné, (např. KA207, KA261), neboť mají větší dynamický odpor, který spolu s R_{21} tvoří dělič nř napětí. Diody D_1 dostávají napětí ze zdroje +14 V přes odpor R_{27} a oddělovací odpor R_{22} . Průtokem proudu odporem R_{21} se vytvoří na její katodě napětí asi 9,8 V, které uzavře všechny ostatní diody, neboť jejich anody jsou na nulovém potenciálu. Podobně při připojení napětí +15 V odpor R_{28} se otevře dioda D_2 a uzavrou se diody D_1, D_3, D_4 . Kondenzátory C_{17} až C_{20} filtrují spínací napětí a zabraňují průniku nř napětí na vodiče spínacího napětí. Výstupní napětí z diodového přepínače je přivedeno na oddělovací zesilovač, jehož zesílení je určeno poměrem $R_{34} : R_{35}$. Oddělovacím zesilovačem se kompenzují ztráty nř signálu v diodovém přepínači, který potřebuje velký zatěžovací odpor, aby nebyl signál zkreslen. Z jeho výstupu je signál veden jednak do dalšího zesilo-

vače a jednak přes odpor R_{37} na konektor magnetofonu (k nahrávání, výstup monitor).

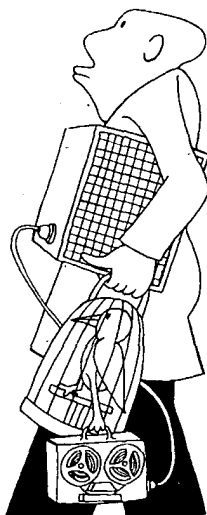
Na obr. 33b je deska s plošnými spoji a na obr. 33c rozložení součástek vstupního zesilovače z obr. 33a.

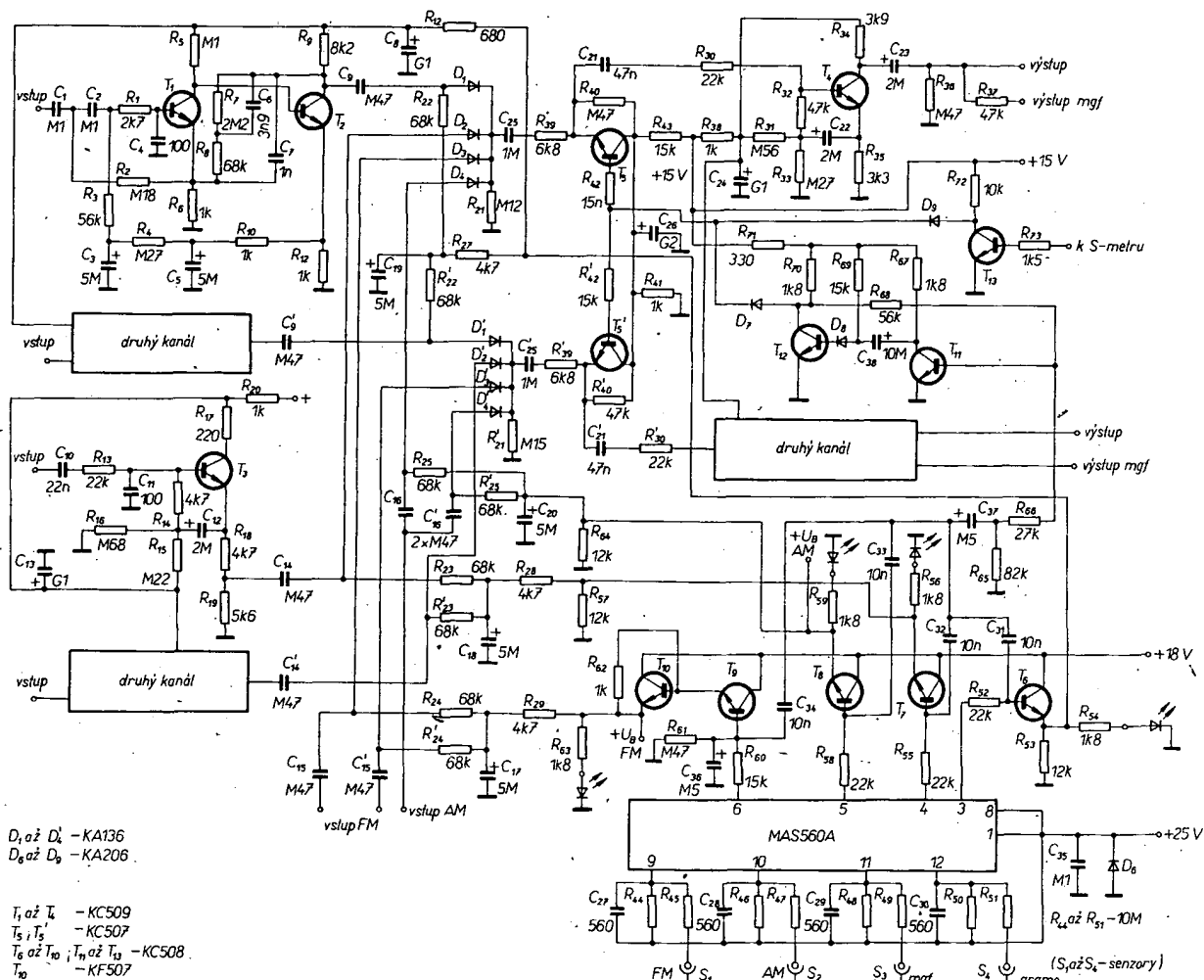
Zapojení na obr. 34a je zesilovač pro magnetickou přenosku, elektronický přepínač vstupů, přepínač mono-stereo a filtr šumu s IO fy Valvo. Na obr. 34b je deska s plošnými spoji a na obr. 34c rozložení součástek. Výstupní signál ze stereofonního dekodéru se přivádí na vstup 1 IO₂ přes C_{10} . IO₂ tvoří šestice vstupních operačních zesilovačů se zesílením 1, dva elektronické přepínače, které propojují příslušné operační zesilovače s dvěma zesilovači výstupními, řídicí obvod pro řízení elektronických přepínačů, zdroj předpětí a vnitřní napájecí zdroj. IO₂ je

schopen pracovat v rozsahu napájecích napětí 6 až 23 V. Vývody 1 (5) jsou spínány přednostně. Výstupní napětí z přijímače AM je přivedeno na vývod 2 IO₂, který se propojí s výstupem, bude-li napětí na vývodu 13 IO₂ menší než 2,1 V. Při reprodukci z magnetofonu jde signál přes $R_8 C_9$ na vstup 4 IO₂, který se propojí s výstupem, bude-li napětí na vývodu 11 IO₂ menší než 2,1 V. Kondenzátor C_8 zkratuje vř signál na zem. Mezi vstup 3 IO₂ a konektor magnetické přenosky je zařazen korekční zesilovač pro magnetickou přenosku s korekcí RIAA s IO₁ (LM387 nebo NE542). Jeho návrh byl uveden v předchozí části. Přes odpory R_9 až R_{12} je na jednotlivé vstupy přivedeno napětí z vnitřního zdroje předpětí (vývod 10 IO₂).

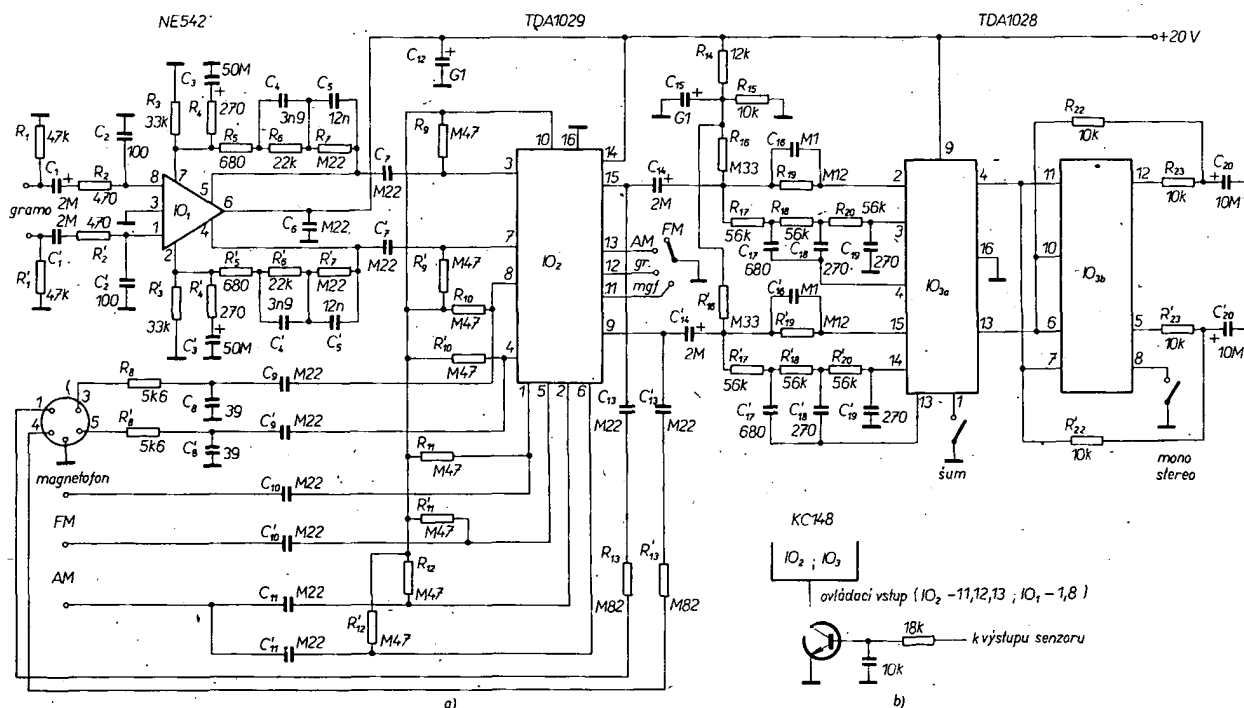
Z výstupu 15 IO₂ je signál veden jednak přes odpor R_{13} na záznamový zesilovač v magnetofonu a jednak přes kondenzátor C_{14} buď přes odpor R_{19} na vstup 2 IO₃ (lineární průběh) nebo přes filtr šumu $R_{17}, R_{18}, R_{20}, C_{17}, C_{18}, C_{19}$ na vstup 3 IO₃. Filtr šumu má strmost 18 dB/okt a $f_c = 7$ kHz. Filtr je zařazen v obvodu zpětné vazby. Předpětí pro jednotlivé vstupy je získáváno z odporového děliče R_{14}, R_{15} , neboť IO₃ nemá vnitřní zdroj předpětí jako IO₂ a je na vstup přivedeno přes odpor R_{16} a příslušné odpory filtru nebo přes R_{19} . Kondenzátor C_{16} potlačuje vstupní šum. Filtr je zapojen, je-li na vývodu 1 IO₃ napětí menší než 2,1 V.

Druhá část tohoto obvodu je využita pro přepínač mono-stereo, který je ovládán napětím menším než 2,1 V na vstupu 8 IO₃. Aby se po přepnutí na „mono“ nezměnilo zesílení signálu, jsou použity odpory R_{22}, R_{23} , které zajišťují, že je jak při „mono“ tak při „stereo“ výstupní signál stejný. Na obr. 34d je zapojení tranzistorů, které jsou spínány ze senzorových IO (např. MAS560, MAS561).





Obr. 33. a) Vstupní zesilovač s diodovým přepínačem, b) deska s plošnými spoji P 232, c) rozložení součástek na desce s plošnými spoji (deska se spoji je na 2. str. obálky)



Obr. 34. a) Zapojení vstupního zesilovače, přepínače a filtru šumu s IO, b) zapojení pro ovládání ze senzorů

Stereofonní dekodér

Ve standardním rozhlasovém stereofonním multiplexním signálu (dále jen MPX), který na straně přijímače dostaneme po detekci detektorem FM, je jak součtová složka pravého a levého kanálu (monofonní signál), tak i složka rozdílová (stereofonní informace), která je ve tvaru signálu DSB-AM s potlačenou pomocnou nosnou 38 kHz a rovněž signál pilotního kmitočtu 19 kHz, který je ve fázi s pomocnou nosnou.

Při dekódování signálu MPX musí dekodér (maticový princip)

- oddělit signál pilotního kmitočtu ze signálu MPX,
- regenerovat pomocnou nosnou,
- demodulovat rozdílovou složku pomocí regenerované pomocné nosné,
- oddělit kanály pomocí součtu a rozdílu (maticový princip).

Maticový princip oddělení signálů dovoluje využít principu fázové regulační smyčky (dále jen PLL).

Současné stereofonní dekodéry používají většinou integrované obvody a některé ještě i tranzistory. V sovětských stereofonních přijímačích jsou používány dekodéry pro polaritní systém a ty nejsou schopny zpracovat informaci vysílanou v multiplexním provozu. První dekodéry s IO používaly laděné obvody, které vlivem stárnutí součástek zhoršovaly časem parametry dekodéru (přeslechy mezi kanály). Současné dekodéry využívají IO se smyčkou PLL, takže nepotřebují vnější obvody LC.

Vzhledem k tomu, že počátkem 70. let nebyl v ČSSR běžně dostupný integrovaný stereofonní dekodér, zveřejnil autor tohoto AR/B konstrukci dekodéru s tranzistory a s operačními zesilovači MAA504 (viz AR 7/73), která využívá smyčky PLL. Tento dekodér měl velmi dobré parametry a je používán dodnes.

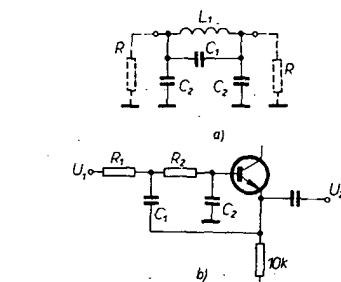
Při použití stereofonního dekodéru PLL s IO jsou dnes známy tři druhy IO, jejichž představitelé jsou:

MC1310, (SL1310, XR1310, A290, LM1800, MC1311, μ A758), TDA1005A (TCA4510, TDA1578), TCA4500 (UL1621N).

Na obr. 35 je blokové schéma MC1310. Signál MPX je přes nf zesilovač se vstupním odporem asi 20 k Ω /1 kHz a zesílením asi 9 dB přiveden na fázové komparátory A a B. Na fázový komparátor A je přivedeno přes dva děliče 2:1 rovněž napětí z napěťově řízeného „pilovitého“ oscilátoru 76 kHz (VCO). Po přivedení signálu MPX na vstup bude na výstupu komparátoru A napětí, které obsahuje i stejnosměrnou složku. Toto výstupní napětí je po vyfiltrování dolní propustí použito pro řízení oscilátoru VCO. Dolní propust určuje dynamické vlastnosti regulační smyčky (rozsah držení, stabilitu zapojení). Když bude fázový regulační obvod nastaven, pak bude výstupní napětí VCO ve fázi s napětím pilotního kmitočtu; výstupní napětí obou děličů je fázově posunuto o 90° oproti napětí pilotního kmitočtu. V IO regenerovaná pomocná nosná 38 kHz je použita jednak pro ovládání přepínače „stereo“ a rovněž pro dekódování informace L-P. Kritériem pro sepnutí přepínače „stereo“ je napětí z fázového komparátoru B. Výstupní napětí z fázového komparátoru B má rovněž stejnou směrnou složku, která je úměrná amplitudě signálu pilotního kmitočtu. Toto napětí je vyfiltrováno dolní propustí a ovládá kloupný obvod. Při překročení prahového napětí kloupného obvodu (při zvětšujícím se napětí pilotního kmitočtu) mohou být odděleny oba kanály dekodérem. V opačném případě je signál MPX zpracováván monofonně. Tím je zajištěno, že jen při dané úrovni signálu je příjem stereofonní. Vnější odporem je nutné omezit proud indikátoru na 75 mA. Typické efektní prahové napětí pro příjem „stereo“ je 16 mV pilotního signálu. Na obr. 36 je měřicí obvod pro MC1310. Obvod RC na výstupu pravého a levého kanálu určuje výstupní impedanci a časovou konstantu deemfaze 50 μ s. Odpor nemá být větší než 6,8 k Ω . Toto zapojení platí i pro LM1310, XR1310 a A290. Obvody MC1311, μ A758, LM1800 jsou až na výstupní emitorové sledovače shodné s MC1310. Na obr. 37 je měřicí zapojení pro MC1311, UA758 (výroba MLR) a LM1800.

Při stereofonním příjmu vznikají rušivé zvuky jako je cvrlikání a klokotání, které zhoršují kvalitu příjmu. Tento jev, který při monofonním příjmu nemůže vzniknout, vzniká smísením lichých harmonických 114 \pm 15 kHz a 190 \pm 15 kHz pomocné nosné 38 kHz se signály sousedních vysílačů (při odstupu vysílačů 100 a 200 kHz). Tyto smísené signály leží ve slyšitelném spektru kmitočtů (14 a 10 kHz). Proto je před dekodér zařazován filtr s co největší strmostí a minimem na 114 kHz. Tento filtr musí mít lineární fázový průběh a minimální útlum až do kmitočtu 53 kHz. Na obr. 38a je zapojení jednoho takového filtru s cívkou a kondenzátory a na obr. 38b zapojení aktivního filtru s tranzistorem. Na výstupech dekodéru bývají rovněž zařazovány filtry, aby se dokonaleji potlačily signály kmitočtů 19 kHz a 38 kHz, které mohou interferovat s kmitočtem mazacího oscilátoru magnetofonu.

Dále si uvedeme vztahy pro výpočet těchto filtrů: pro filtr na obr. 38a platí



Obr. 38. Zapojení dvou typů filtrů na vstupu a výstupu dekodéru

něž zařazovány filtry, aby se dokonaleji potlačily signály kmitočtů 19 kHz a 38 kHz, které mohou interferovat s kmitočtem mazacího oscilátoru magnetofonu.

Dále si uvedeme vztahy pro výpočet těchto filtrů: pro filtr na obr. 38a platí

$$C_2 = \frac{160m}{f_0 R}; \quad L_1 = \frac{0,32mR}{f_0}$$

$$C_1 = \frac{80(1-m^2)}{m f_0 R} \quad [mH, \mu F, kHz, \Omega]$$

$$kde \quad m_1 = \sqrt{A - \frac{f_0^2}{f_m^2}}$$

f_0 kmitočet, od něhož klesá kmitočtová charakteristika, f_m kmitočet, na němž je maximální útlum kmitočtové charakteristiky.

Pro dosažení dobrých fázových poměrů a konstantní impedance v celém propustném pásmu kmitočtů volíme $m = 0,6$. Pro aktivní filtr na obr. 38b platí rovnice:

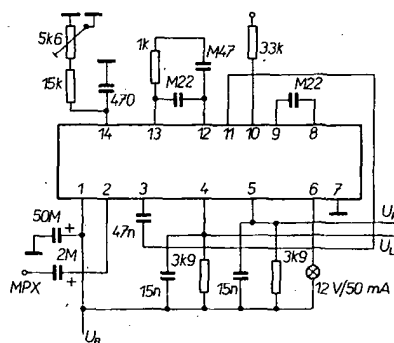
$$A_0 = \frac{U_2}{U_1}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

kde f_0 je kmitočet, na němž se zmenší zesílení o 3 dB. Zároveň musí platit, že $R_1 = R_2$ a poměr $C_1 : C_2$ musí být stejný, aby nebyl ovlivněn průběh kmitočtové charakteristiky.

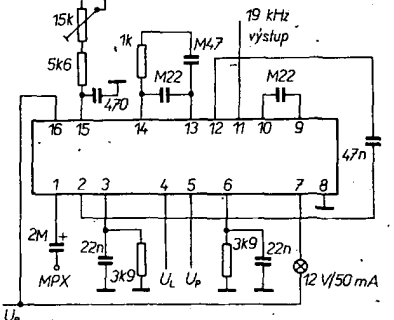
Celkové zapojení dekodéru A290 s aktivními filtry na vstupu i na výstupu je na obr. 39. Některé další varianty filtrů a IO byly i s deskami plošných spojů publikovány na stránkách AR (např. AR B6/80). Stereofonní dekodér MC1310 a jeho ekvivalenty patří mezi nejstarší a také nejmodernější dekodéry PLL.

Druhou skupinou stereofonních dekodérů jsou dekodéry PLL, které byly doplněny „vysokofrekvenční deemfází“ a obvodem pro plynulý (analogový) řízení přeslechů mezi kanály (od mono do „plného stereo“) v závislosti na síle pole stereofonního signálu. Mezi tyto dekodéry lze zařadit IO TDA1005A, TDA1578 a TCA4510.

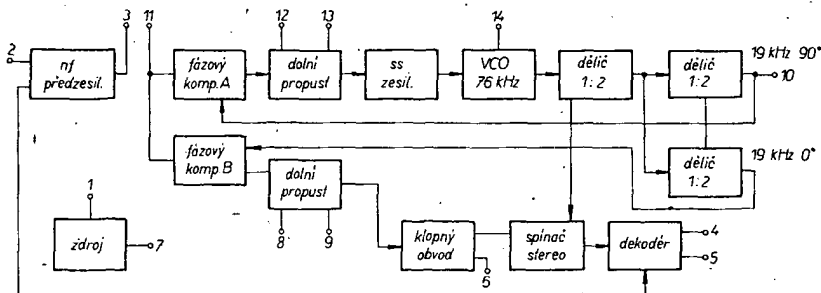
Na obr. 40 je blokové schéma dekodéru TDA1005A. Signál MPX je přes vývod 11 přiveden na předzesilovač se zesílením asi 1. Z vývodu 10 předzesilovače je buzen



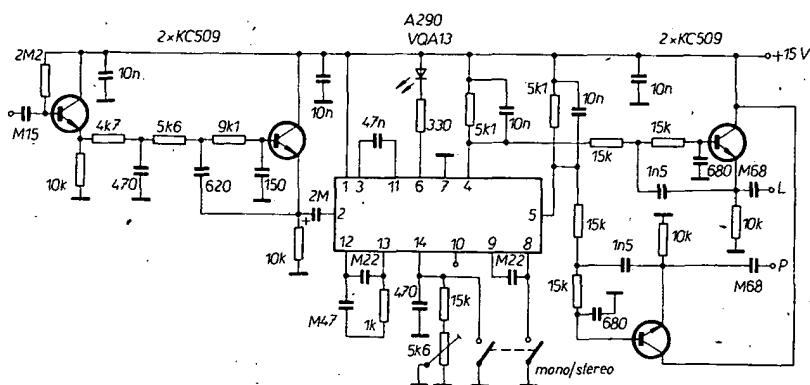
Obr. 36. Měřicí obvod pro MC1310



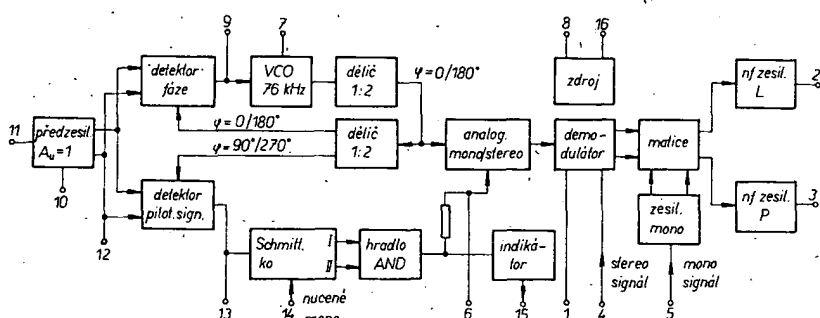
Obr. 37. Měřicí obvod μ A758



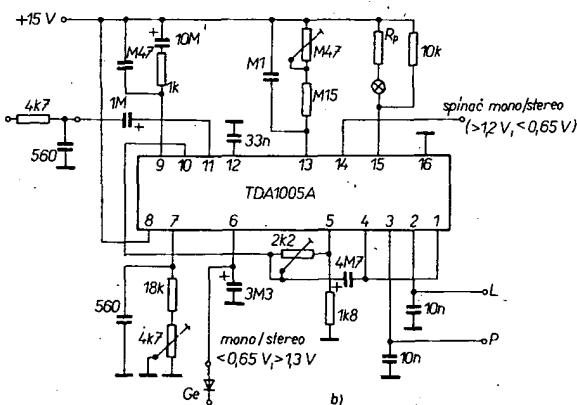
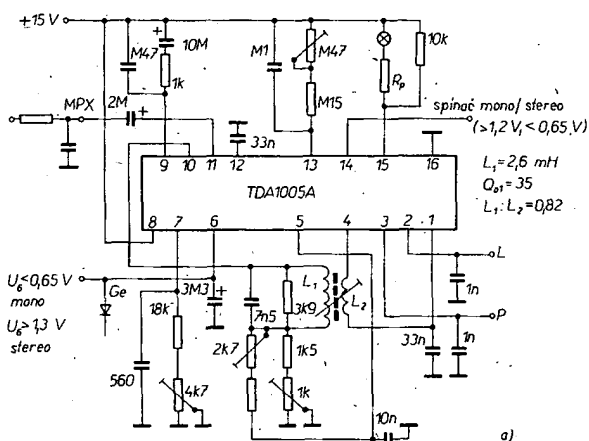
Obr. 35. Blokové schéma MC1310



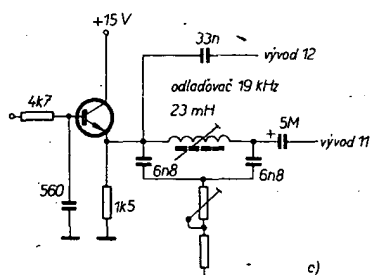
Obr. 39. Zapojení A290 s aktivními filtry



Obr. 40. Blokové schéma TDA1005A



Obr. 41. a) TDA1005A v zapojení pro kmitočtový multiplexní provoz, b) TDA1005A v zapojení pro časový multiplexní provoz, c) zapojení odlaďovače pro 19 kHz



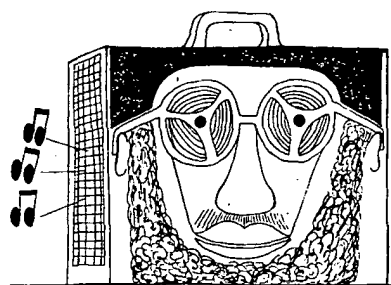
jednak demodulátor (signál L-P) a jednak zesilovač mono (signál L+P). Výstup předzesilovače (vývod 12) je kmitočtově kompenzován na nízkých kmitočtech. Při zapojení odlaďovače (notch filtr) mezi vstup MPX a vývod 11 je ze vstupu MPX veden signál na vývod 12 přes kondenzátor 33 nF. Zapojení odlaďovače 19 kHz je na obr. 41c. Tímto filtrem se zlepší odstup nežádoucích signálů 38, 19 a 57 kHz a rovněž se zlepší přeslechy mezi kanály až na 60 dB. Na výstup předzesilovače jsou připojeny detektory fáze a pilotního kmitočtu.

Detektor fáze je zapojen do smyčky PLL a stejnosměrnou složkou výstupního sig-

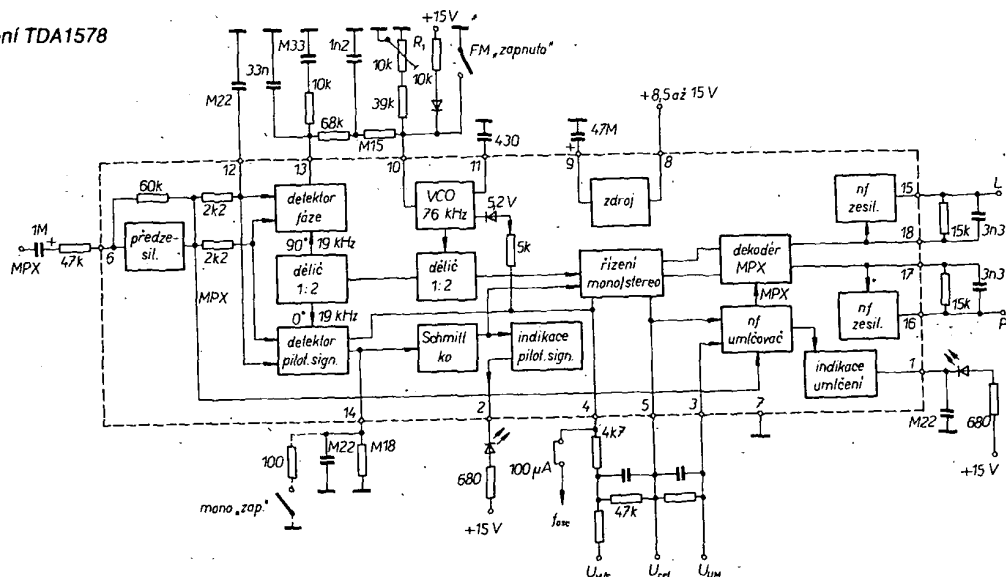
nálu řídí napěťově řízený oscilátor (VCO) 76 kHz. Na výstup detektoru fáze (vývod 9) je připojen korekční člen RC. Kmitočet VCO je určen součástkami připojenými na vývod 7. Na výstup VCO je připojen dělič kmitočtu 1:2, na jehož výstupu je signál 38 kHz s $\varphi = 0^\circ$ a 180° . Na výstup tohoto děliče je připojen jednak druhý dělič kmitočtu 1:2 a jednak přes obvod „řízení mono-stereo“ obvod demodulátoru. Výstupy druhého děliče 1:2 řídí signálem 19 kHz posunutým o 0° nebo 180° detektor fáze a signálem 19 kHz posunutým

o 90° a 270° detektor signálu pilotního kmitočtu. Výstup z tohoto detektoru (vývod 13) je veden do Schmittova klopného obvodu. Potenciometrem zapojeným mezi vývod 13 a napájení lze řídit vstupní citlivost pro signál MPX. Schmittův klopný obvod lze vnějším napětím větším než 1,3 V přepnout do stavu „nucené mono“.

Z výstupu Schmittova klopného obvodu je řízeno dvouvstupové hradlo AND, které budi obvod indikace „stereo“ a obvod pro plynulé řízení mono-stereo v závislosti na řídicím napětí (síla pole stereofonního signálu). Pro „mono“ musí být toto napětí menší než 0,65 V a pro „stereo“ s minimálními přeslechy je toto napětí větší než 1,3 V. Plynulé řízení přechodu z „mono“ na „stereo“ má tu výhodu, že se zmenšuje šum stereofonního signálu i při zhoršených příjmových podmínkách. Plynulý přechod z „mono“ na „stereo“ nebo obráceně se projevuje jako rozšiřování nebo zužování stereofonní báze. Z obvodu řízení analogové mono-stereo je napájen demodulátor MPX, do kterého je přiváděn signál 38 kHz (obnovená pomocná nosná) a rozdílový signál L-P (vývody 1,4) ze vstupního předzesilovače (vývod 10). Z výstupu demodulátoru MPX je signál veden do maticového obvodu, kam je přes vývod 5 a zesilovač „mono“ přiváděn součtový signál L+P (\pm (L-P) dostaneme signál 2L nebo 2P. Zavedením signálu L-P do demodulátoru se zlepšují přeslechy, zkrácení a odstraňuje se „cvrlikání“. Někdy se tomuto obvodu zapojenému mezi vývody 1-4 a 5-10 říká obvod vysokofrekvenční deemfáze. Z matice jsou sig-



Obr. 42. Zapojení TDA1578



takže na výstupech (vývody 15-18, 16-17) musí být zapojeny obvody deemfáze. Vstupní signál MPX je přes vývod 6 přiveden na vstup předzesilovače. Výstupní signál MPX řídí detektor fáze, pilotního signálu a je přes obvod nf umlčovače přiveden do dekodéru MPX. Detektory fáze a pilotního signálu mají diferenční vstupy, jedny jsou blokovány kondenzátorem 0,22 µF na vývodu 12 a do druhých je veden signál MPX. TDA1578 se vyznačuje dobrým potlačením intermodulačních rušivých signálů (až 70 dB), potlačení lze ovlivnit obvodem RC mezi vývody 13 a 10. Vynecháme-li kondenzátor 1,2 nF a nahradíme-li odpory 68 kΩ odporem 0,22 MΩ, zmenší se potlačení intermodulačních kmitočtů na 50 dB. Trimrem na vývodu 10 se nastaví kmitočet oscilátoru VCO 76 kHz a rovněž přeslechy mezi kanály na výstupu dekodéru. Připojením napájecího napětí přes odpor a diodu na vývod 10 lze vyřadit oscilátor z činnosti. Odpor R_1 je určen proudem diodou a napájecím napětím. Proud má být v rozsahu 0,1 až 1 mA. Vhodnou volbou teplotního činitele kondenzátoru připojeného na vývod 11 lze zlepšit teplotní stabilitu oscilátoru VCO. Kmitočet VCO lze kontrolovat na vývodu 4. Z VCO je buzen jednak dělič 1:2 (76/38 kHz), dále detektor pilotního signálu a jednak obvod analogového řízení mono-stereo. Z děliče 1:2 je signál 38 kHz přiveden do obvodu „analogové mono-stereo“, do dekodéru MPX i do děliče 1:2, z něhož jsou kmitočtem 19 kHz řízeny detektory fáze a pilotního signálu. Z detektoru pilotního signálu, jehož výstup (vývod 14) je fázově kompenzován, je řízen Schmittův klopný obvod, který řídí

obvod „analogové mono-stereo“ a indikátor „stereo“. Spojíme-li vývod 14 nebo 4 přes odpor a tlačítko na zem, lze dosáhnout nuceného provozu „mono“.

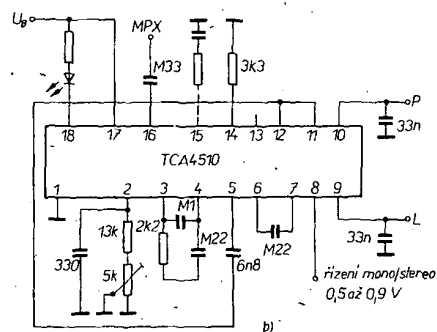
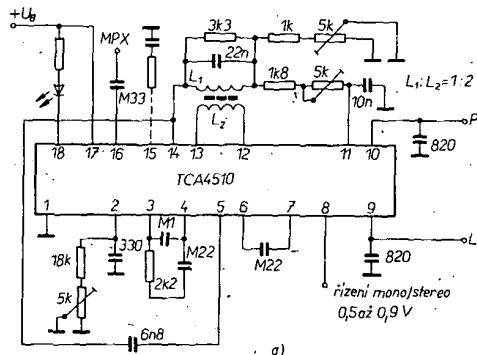
Obvod „analogové mono-stereo“ umožňuje plynulý přechod od provozu mono k provozu stereo s minimálními přeslechy mezi kanály, čímž se nám zlepšuje poměr signál/šum při slabším stereofonním signálu. Referenční napětí (0 až 4 V) z vývodu 5 je přivedeno do obvodu „analogové mono-stereo“ a do obvodu nf umlčovače. Napětím 0 až 4 V přivedeným na vývod 4 se řídí plynulý přechod z mono na stereo a stejným napětím na vývodu 3 se řídí obvod nf umlčovače. Toto napětí lze získat z obvodu indikátoru síly pole v mf zesilovači. Z obvodu nf umlčovače je řízen dekodér MPX a indikátor umlčovače (vývod 1). Obvod umlčovače při velmi slabém signálu zablokuje nf výstupní signál. Z dekodéru MPX jsou buzeny dva výstupní zesilovače s velmi malou výstupní impedancí.

Velmi podobnou vnitřní strukturu jako MC1310 má i TCA4510 fy Siemens, určený hlavně pro přenosné přijímače. Zapojení tohoto IO v kmitočtovém multiplexním provozu je na obr. 43a a v časovém multiplexním provozu na obr. 43b. Od MC1310 se liší hlavně možností vf deemfáze a plynule regulovaným řízením mono-stereo. Deemfáze signálu L-P probíhá ještě před demodulací. Vstupní signál MPX může být fázově kompenzován obvodem RC na vývodu 15. Při kmitočtovém multiplexním provozu se oddělují signály L-P a L+P obvodem RC a zatlučeným laděným obvodem zapojeným mezi vývo-

dy 11 a 14. Při časovém multiplexním provozu k tomuto oddělení signálů L-P a L+P nedochází. Signál L-P může být zeslabován napětím 0,5 až 0,9 V přivedeným na vývod 8, nebo je potlačován automaticky při malém napájecím napětí (menším než 5 V). Při kmitočtovém multiplexním provozu se ze signálů (L-P) ± (L+P) získávají signály 2L nebo 2P. Při časovém multiplexním provozu je nutné na výstupy nf signálu připojit kondenzátory pro deemfázi. Oscilátor je synchronizován pilotním signálem, přivedeným na vývod 5 přes detektor fáze. Pilotním signálem je přes detektor pilotního signálu řízen spínač stereo, na jehož výstupu je připojen indikátor „stereo“, který sepne až při potřebné úrovni (10 mV) pilotního signálu. Odpojíme-li indikátor „stereo“ od napájecího napětí, oscilátor VCO přestane kmitat a obvod řízení mono-stereo potlačí signál L-P. Tím se zmenší odběr proudu ze zdroje. Není-li na vývod 8 připojeno řídicí napětí, pak lze na něm kontrolovat kmitočet oscilátoru VCO.

Popudem k vývoji TCA4500A (UL1621N – připravuje PLR) byly intermodulační signály, vzniklé smísením lichých harmonických pomocné nosné 38 kHz se signály sousedních vysílačů. Oproti MC1310 byl kmitočet oscilátoru VCO (vývod 15) zvýšen na 228 kHz a pro získání kmitočtů 19 a 38 kHz byly použity děliče 1:6 a 1:2.

Zapojení dekodéru s TCA4500A je na obr. 44. Multiplexní signál MPX je přes vývod 1 přiveden na předzesilovač, jehož výstup je na vývodu 2. Kondenzátor 300 pF na tomto vývodu zlepšuje stabilitu zapojení na vf kmitočtech. Z výstupu

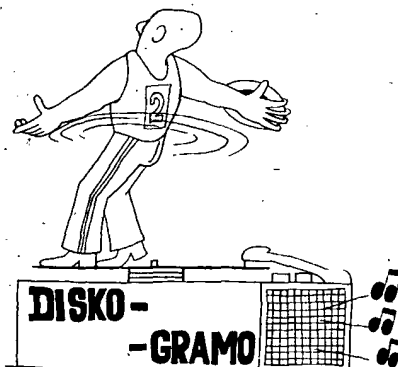


Obr. 43. a) Zapojení TCA4510 v kmitočtovém multiplexním provozu, b) zapojení TCA4510 v časovém multiplexním provozu

Tab. 6. Parametry dekodérů PLL

Typ	MC1310	LM1310	XR1310	A290	LM1800	μA758	MC1311	TDA1005A	TCA4510	TDA1578	TCA4500A (UL1621N)
Výrobce	Motorola	NS	Exar	NDR	NS	Fairch. MLR	Motorola	Valvo, Phil.	Siemens	Valvo	Motorola Siemens (PLR)
Mezní údaje											
Napájecí napětí [V]	14	18	16	15	18	18	16	18	18	20	16
Vstupní napětí [V]								0,9		$U_{3,4,5}=12$	
Napětí indikátoru [V]								100			
Proud indikátoru [mA]	75	100	75	75	100	100	100	1,75	60	30	100
Ztrátový výkon [W]	0,625	0,625	0,625		0,575	0,575	0,625			1,2	
Provozní údaje											
Rozsah napájecího napětí [V]	8 až 14	10 až 18	8 až 14	8 až 15				11 až 18	4,5 až 18	7,5 až 18	8 až 16
Napájecí napětí [V]	12	12	12	15				15	8	8,5/15	12
Odběr ze zdroje bez indikace [mA]	13	18	13	11,5 až 20	21 až 30	21 až 30		16 až 30	10 až 15	21/30 až 40	35
Vstupní napětí MPX [V]	0,92	0,92	0,6				0,92	0,35	0,7 až 0,9	0,19/0,4	
Výstupní napětí nř [V]	0,485	0,485	0,485	0,485				0,6-1,1	0,25 až 0,4	0,75/1,5	
Zatížitelnost výstupů [mA]										3	
Přeslechy na 1 kHz [dB]	30 až 40	30 až 40	30 až 40	30 až 40	30 až 45	30 až 45	30 až 40	40 až 55	40	50	30 až 40
Zkreslení na 1 kHz [%]	0,3	0,3	0,3	0,25	0,4 až 1	0,4 až 1	0,5	0,1 až 0,35	0,5	0,3/0,1	0,2 až 0,3
Poměr signál/šum (20 Hz až 20 kHz) [dB]									60	90	90
Odstup rušivých napětí 19 kHz [dB]	34,4	35	34,4	32,4	33	33	34,4	35	30 až 32	32	31
38 kHz [dB]	45	45	45	37	33	33	45	38 až 45	30 až 40	40 až 50	50
57 kHz [dB]								75 až 80	37 až 45	45	60
76 kHz [dB]									20 až 40	60	45
Odstup intermodulačních napětí 10 kHz [dB]										50 až 70	
13 kHz [dB]									55 až 65		75
57 kHz [dB]										70	
67 kHz [dB]	75	75	75	85	70	70	75	85 až 90		70	
Odstup sousedního kanálu 114 kHz [dB]				53				52 až 70		80	50
190 kHz [dB]								55 až 74		52	
Potlačení brumu (100 Hz) [dB]					35 až 45	35 až 45	45	40		43	
Vstupní napětí pilotního signálu [mV]	20		20	14 až 22			20	10 až 40	10	8 až 16	12 až 20
Vstupní impedance [kΩ]	20 až 50	20 až 50	20 až 50	20 až 60			20 až 50	35 až 50	90 až 100	47	50
Výstupní impedance [kΩ]					0,9 až 2	0,9 až 2		4 až 7	1,5 až 2	0,1	

(vývod 2) je signál MPX přes kondenzátor 0,1 μF veden na vstup detektorů fáze, pilotního signálu, dekodéru MPX a směšovačů. Detektor fáze s dolní propustí (vývody 13 a 14) se stejnosměrným zesilovačem, oscilátorem VCO 228 kHz a děliči 1:6 a 1:2 tvoří první smyčku PLL. Druhou smyčku PLL tvoří detektor pilotního signálu, dolní propust (vývody 9 a 10), Schmittův klopný obvod a spínač stereo, který je řízen z děliče 1:6. Dekodér MPX je rovněž řízen z děliče 1:6 signálem 38 kHz. Z výstupu dekodéru MPX jsou signály 2L a 2P vedeny do zesilovačů, kde jsou zesíleny a ve směšovačích smíseny se signálem MPX. Poměr smísení je závislý



na řídicím napětí přiváděném na vývod 11, čímž je umožněn plynulý přechod z „mono“ na „stereo“ (zlepšený poměr signál/šum). Ze směšovačů jsou signály L a P vedeny do oddělovacích zesilovačů, jejichž výstupní impedance je asi 100 Ω. Potenciometrem na vývodu 2 lze zlepšit přeslechy mezi kanály.

Parametry všech uvedených IO jsou pro srovnání uvedeny v tab. 6

Mf zesilovače

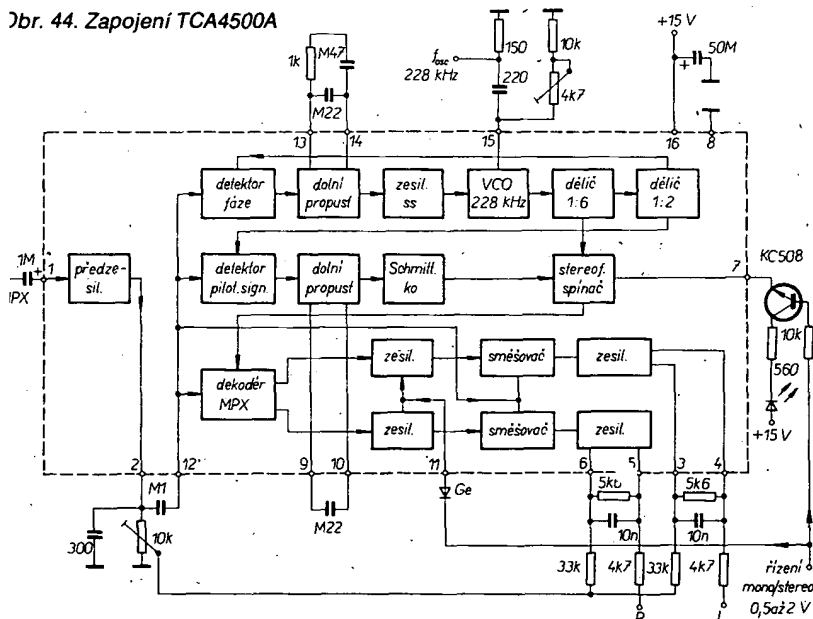
V současné době jsou mf zesilovače v přijímačích Hi-Fi osazovány většinou integrovanými obvody. Podobně jako u stereofonních dekodérů je možné tyto IO rozdělit do tří skupin:

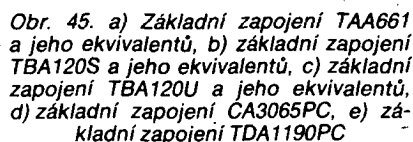
- mf zesilovače bez doplňkových obvodů – TBA120S, MAA661,
- mf zesilovače se šumovou bránou, S-metrem a obvodem ADK – TCA420A, CA3089, UL1200N (PLR), μA3089PC (MLR),
- mf zesilovače s šumovou bránou, S-metrem, indikátorem rozladění a vypínačem ADK – CA3189, TDA1576, TDA1047, A225D.

V první skupině jsou IO určeny převážně pro zvukový mf zesilovač televizních přijímačů. Protože byly již několikrát popsány (např. v AR B6/80), uvedeme si jen typové představitele a jejich ekvivalenty vyráběné v zemích RVHP:

MAA661 (TESLA), TAA661 (RSR), obr. 45a;
TBA120S – TBA120S, TBA120AS (MLR),
A220D (NDR), UL1242 (PLR), K174UR1 (SSSR), obr. 45b;

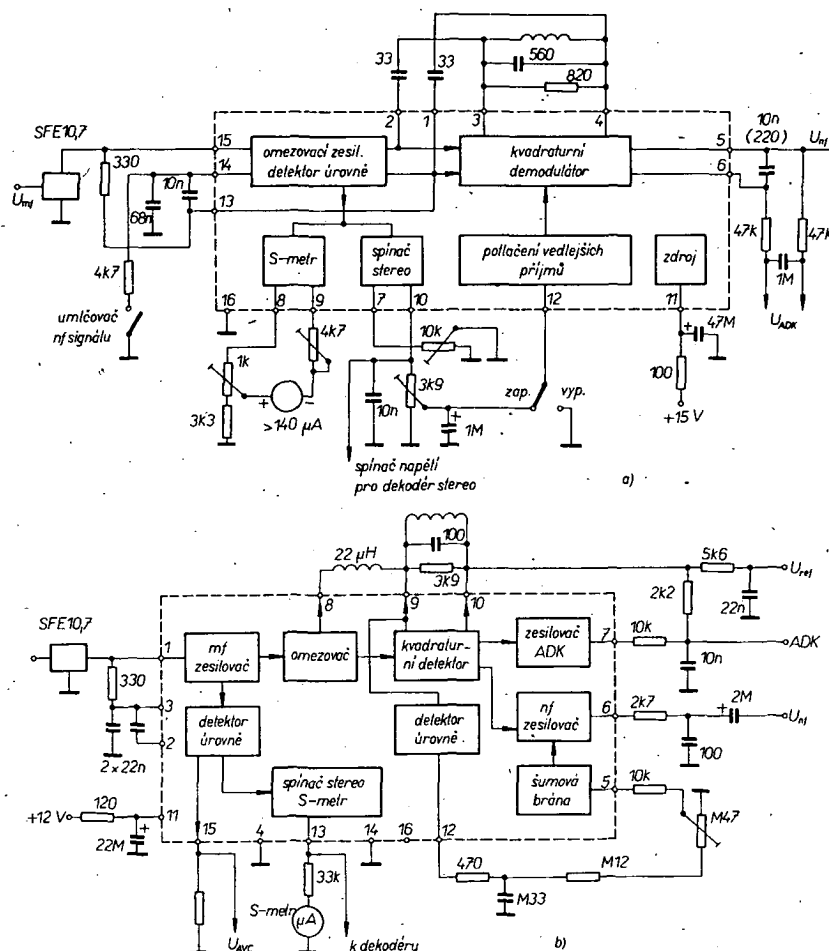
obr. 44. Zapojení TCA4500A





Prvním obvodem druhé skupiny, který si popíšeme podrobněji, je obvod TCA420A fy Valvo, který dodnes používá např. Grundig ve svých přijímačích. Vstupní signál je z obvodu soustředěné selektivity přiveden přes vývod 15 do čtyřstupňového omezovacího zesilovače. Vývody 15 a 13 musí být stejnosměrně vázány, ať už odporem nebo vazebním vinutím. Vnitřní stejnosměrnou vazbu je nutno blokovat kondenzátory na vývodech 13 a 14. Sepnutím vývodu 14 přes tlačítko „umličko nf signálu“ na zem se zablokuje vstup mf zesilovače. Z výstupu omezovacího zesilovače je buzen kvadratický detektor, který má na vývody 3 a 4 přípoji zatlumený detekční obvod. Fázoový posuv mezi vstupním a vř výstupním napětím o 90° a 270° zabezpečují kondenzátory 33 pF, zapojené mezi vývody 1, 4 a 2, 3. Na výstupu demodulátoru (vývody 5 a 6) je možné odebírat nf signál a napětí pro obvod ADK. Výstup je symetrický. Z omezovacího zesilovače je napájen detektor úrovně, na jehož výstup je připojen obvod S-metru (vývody 8 a 9) a obvod pro ovládání stereodekodéru (spínač stereo – vývody 7 a 10). Z výstupu spínače je řízen

Druhým obvodem této skupiny je IO CA3089, který se pod označením μ CA3089PC nebo CA3089PC vyrábí v MLR a pod označením UL1200N v PLR. Na obr. 46b je základní zapojení tohoto IO. Vstupní mř signál je přes vývod 1 přiveden na tříštupňový zesilovač a je omezen dvěma antiparalelními diodami v omezo-vači. Z výstupu omezovače je signál veden do kvadraturního demodulátoru, na jehož vývody 9 a 10 je připojen detekční obvod. Potřebný fázový posuv zabezpečuje tlumivka 22 μ H, zapojená mezi vývody 8 a 9. Na výstupu demodulátoru je připojen zesilovač ADK a nf předzesilovač. Stejno-směrného napětí ADK je využito k doladě-ní kmitočtu oscilátoru ve vstupní jednot-ce. Mř signál je usměrňován třemi detek-tory úrovně, jejich výstupy se vedou do součtového obvodu a kladný signál se zesiluje ss zesilovačem, na jehož výstupu je napětí pro S-metr a pro ovládání stereo-fonního dekodéru (vývod 13). Napětí prv-ního detektoru úrovně je vyvedeno na vývod 15 a je používáno jako řídící napětí AVC pro vstupní jednotku. Čtvrtý detektor úrovně, připojený na kvadraturní demo-dulátor, je využit pro vyhodnocení kvality přijímaného signálu. Výstup tohoto de-



Obr. 46. a) Základní zapojení TCA420A, b) základní zapojení CA3089 a jeho ekvivalentů

Tab. 7. Parametry IO pro mf zesilovače FM

Typ	TDA1047	TBA120S	TBA120U	MAA661	TCA420A	CA3089	CA3189	TDA1576
Výrobce	Siemens	Siemens	Siemens	TESLA	Valvo	RCA	RCA	Valvo
Mezní údaje								
Napájecí napětí [V]	18	18	18	15	18	16	16	23
Ztrátový výkon [mW]	600	400	400	600	720	500	500	800
Rozsah napájecích napětí [V]	4 až 18	6 až 18	6 až 18	6 až 15	6 až 18	0 až 25	0 až 12	7,5 až 20
Kmitočtový rozsah [MHz]	0 až 15	0 až 12	0 až 12	0 až 60				0 až 12
Provozní údaje ($f_0 = 10,7$ MHz, $f_m = 1$ kHz, $f = \pm 75$ kHz)								
Napájecí napětí [V]	12	12	12	12	15	12	12	15
Odběr ze zdroje [mA]	9 až 15	10 až 18	9,5 až 17,5	8 až 18	21 až 35	23	20 až 44	18
Mez omezení ($U_{st} = 3$ dB) [μ V]	30 až 50	50 až 100	50 až 100	70 až 350	20 až 50	12	12 až 25	22
Potlačení AM ($U_{st} = 10$ mV, $m = 30$ %) [dB]	60	60 až 68	60 až 68	40 až 50	52	40	45 až 55	50
Nf výstupní napětí ($U_{st} = 10$ mV) [mV]	270 až 300	400 až 700	600 až 1200	500 až 1000	575	140	325 až 650	135
Potlačení mf při šumové bráně [dB]	60				80	60	65	65
Zkreslení ($U_{st} = 10$ mV) [%]	0,4 až 0,8	1,3 až 2,5	1,3 až 2,5	1	0,45 až 0,65	0,5	0,5 až 1	0,1
Nasazení šumové brány pro rozladění [kHz]	± 100						± 35	± 50
Napětí ADK [V]	2,1	6,2 až 8,5	4,4 až 6,3	7	8,3 až 10	5,6	5,6	9,8
Napětí S-metru [V]	0,01 až 2				0 až 1,92	0 až 4,8	0 až 4,8	0 až 4,1
Rozsah indikace S-metru [dB]	60				80	80	80	80
Vstupní odpor [k Ω]	10	20	15 až 40	3,5				
Výstupní odpor [Ω]	300 až 100	5400	800 až 1400	60	3300			3700

signál je veden přes vývod 18 na vstup osmistupňového omezovacího zesilovače, jehož jednotlivé stupně jsou vázány stejnosměrně. Proto je nutné galvanicky propojit vývody 17 a 18. Při použití keramického filtru je nutno mezi tyto vývody připojit odpor, který u filtrů soustředěné selektivity s obvody LC nahrazuje vazební vinuti. Vnitřní ss vazba musí být blokována kondenzátory, připojenými na vývody 16 a 17. Koincidenční detektor je buzen jednak signálem z omezovače (vývod 8 a 11) a jednak signálem fázové posunutým na vývodech 9 a 10. Kmitočtová modulace vytváří, podle posuvu fáze na fázovacím obvodu, fázovou změnu řídicího napětí pro demodulátor, která je převedena na šířkově modulované impulsy na výstupu. Integrací těchto impulsů vznikne na výstupu signál, řízený těmito impulsy. Střední hodnota tohoto výstupního signálu určuje současně míru rozladění od středního kmitočtu. Výstupní signál řídí zdroje proudu na nf výstupu, zesilovač ADK a indikátor rozladění. Tyto tři stupně pracují na principu zdrojů proudů, pracujících proti sobě (proudové zrcadlo). Výstup těchto zdrojů má charakter proudový a při středním kmitočtu je $I = 0$. Je-li na výstupu nf signál, začne odporem integrovaným v IO protékat proud, kolísající kolem nuly a úměrný nf napětí, které je přes emitorový sledovač vyvedeno na vývod 7. Proud z výstupu zesilovače ADK na vývodu 5 se mění se strmostí 1 μ A/1 kHz. Tímto proudem se dolaďuje oscilátor ve vstupní jednotce VKV. Výstupní signál zesilovače ADK je nutné oddělit od nf signálu. Pracovní bod zesilovače ADK musí být nastaven tak, aby na vývodu 5 bylo napětí $U_b/2$.

Výstup indikátoru rozladění na vývodu 4 je zablokovan kondenzátorem, aby bylo možno odfiltrovat zbytky nf signálu. Střední proud, odpovídající rozladění, je přiveden do obvodu, který kladný a záporný výstupní proud mění na proud jedné polarity. Tento proud vytváří řídicí napětí (vývod 13) pro Schmittův klopný obvod, kterým je blokován výstup nf signálu. Do tohoto klopného obvodu je možné z vývodu 15 přivést řídicí napětí závislé na síle pole, takže je možné zkonstruovat obvod

šumové brány závislý na síle pole a na rozladění. Vstup Schmittova klopného obvodu je blokován kondenzátorem, který odfiltrává zbytky střídavého signálu v řídicím napětí. Výstup Schmittova klopného obvodu je vyveden na vývod 6, kde připojený kondenzátor spolu s integrovaným odporem tvoří obvod RC, takže nf signál je umlčován plynule. Připojíme-li na vývod 6 přes proměnný odpor napájecí napětí, můžeme řídit průběh šumové brány. Při nezapojeném odporu je útlum nf signálu 60 dB. Regulace průběhu umožňuje sledovat i signály vyslačů, které jsou pod nastavenou prahovou úrovní příjmu.

Obvod automatického vypínání ADK reaguje na změny ladícího napětí varikapů, které jsou přes kondenzátor přivedeny na vývod 2. Obvod sepne při změně ladícího napětí větší než 20 mV. Touto změnou je řízen rozdílový zesilovač, z kterého je rozdílovým proudem buzen další stupeň, který mění proudy kladné a záporné na proudy stejné polarity, kterým je nabíjen kondenzátor na vývodu 3. Časová konstanta RC na vývodu 3 určuje dobu odpojení ADK. Napětí ADK lze trvale odpojit uzemněním vývodu 2.

Na vývod 14 je vyvedeno napětí ze součtového obvodu indikátoru úrovně síly pole. Tento obvod je buzen z fázovacího obvodu, druhého, čtvrtého a šestého stupně omezovacího mf zesilovače. Zatímco v první fázi je řídicí napětí na vývodu 14 závislé na návrhu fázovacího obvodu a na kondenzátorech mezi vývody 8-9 a 10-11, v druhé fázi závisí na vstupním napětí a má logaritmický průběh. Součtový obvod je přes emitorový sledovač vyveden na vývod 14, kam lze připojit S-metr, a přes invertor na vývod 15. Napětí na vývodu 15 je určeno návrhem detekčního obvodu a fázovacích kondenzátorů; se zvětšující se silou pole se napětí na vývodu 15 zmenšuje. Napětí na vývodech 14 a 15 je možné použít pro ovládání spínače mono-stereo v dekodéru.

(Pro porovnání jsou v tab. 7 uvedeny parametry IO pro mf zesilovače FM.)

Před tímto IO bývá obvykle zapojen filtr soustředěné selektivity. Dříve než se budeme zabývat tímto filtrem, stanovíme si potřebnou šířku pásma mf zesilovače, jako jeden z parametrů potřebných pro návrh.

Rozborem základních vlastností kmitočtové modulace lze dokázat, že mezi potřebnou šířkou pásma při monofonním a stereofonním provozu není rozdíl. V obou případech je potřebná šířka pásma asi 210 kHz pro zkreslení menší než 1 %.

Základní vlastnosti kmitočtové modulace [1]

Při kmitočtové modulaci se tvar signálů přenáší okamžitou změnou kmitočtu přenášených kmitů, kdežto amplituda kmitů zůstává konstantní. Při modulaci sinusovým signálem má kmitočtově modulovaná vlna tvar:

$$u(t) = U_b \sin(\omega_b t + m \sin \omega_f t), \quad (1)$$

kde U_b je amplituda nosné vlny,
 ω_b kmitočet nosné vlny ($\omega_b = 2\pi f_b$),
 ω_f modulační kmitočet ($\omega_f = 2\pi f_f$),
 m modulační index ($m = \Delta f / f_f$),
 Δf kmitočtový zdvih.

Kmitů určené výrazem (1) mohou být vyjádřeny ve tvaru:

$$u(t) = U_b [J_0(m) \sin \omega_b t + J_1(m) [\sin(\omega_b + \omega_f)t - \sin(\omega_b - \omega_f)t] + J_2(m) [\sin(\omega_b + 2\omega_f)t - \sin(\omega_b - 2\omega_f)t] + J_3(m) [\sin(\omega_b + 3\omega_f)t - \sin(\omega_b - 3\omega_f)t] + \dots + J_n(m) [\sin(\omega_b + n\omega_f)t + (-1)^n \sin(\omega_b - n\omega_f)t]] \quad (2)$$

kde $J_n(m)$ je Besselova funkce prvního druhu n tého řádu s argumentem m . Kmitočty obsažené ve výrazu (2) jsou: ω_b ; $\omega_b \pm \omega_f$; $\omega_b \pm 2\omega_f$; ... První složka ve výrazu (2) je obdobná nosnému kmitočtu amplitudově modulovaných kmitů s tím rozdílem, že amplituda závisí na velikosti modulačního indexu. Druhá dvojice kmitů odpovídá postranním kmitočtům, získaným při amplitudově modulaci, avšak liší se od nich tím, že:

- 1) nenastává fázový posuv o 90° vzhledem k nosné vlně,
- 2) amplitudy těchto složek se nemění přímo úměrně s modulačním napětím, kromě případu, kdy je modulační index malý. Ostatními složkami jsou postranní pásma vyšších řádů, které neexistují v amplitudově modulovaných kmitoch. Tyto složky způsobují při dostatečné velikosti amplitudy rozšíření potřebného kmito-

čtového pásma pro přenos signálu ve srovnání s amplitudovou modulací.

Amplitudy jednotlivých kmitočtových složek závisí na velikosti modulačního indexu m a mohou být určeny z tabulek Besselových funkcí [1], [2].

Je-li modulační index menší než 0,5, jsou postranní kmitočty druhého a vyššího řádu poměrně malé a kmitočtové pásmo, potřebné k přenosu kmitočtové modulované kmitů, bude stejné jako u amplitudové modulace. Je-li modulační index větší než jedna, budou amplitudy kmitočtových složek značné a budou tak rozšiřovat potřebné kmitočtové pásmo. Vzdálenosti mezi kmitočty postranních složek se rovnají modulačnímu kmitočtu.

Nemění-li se modulační kmitočet sinusově, ale podle nějaké složitější křivky, dostáváme neobyčejně složité kmitočtové spektrum. Při dvou modulačních kmitočtech se sinusovým průběhem a s modulačními indexy m_1 a m_2 budou v modulovaných kmitoch kmitočtové složky, uvedené v tab. 8.

Tab. 8. Kmitočtové složky kmitočtové modulovaného signálu

Druh složky	Kmitočet	Poměrná amplituda
Nosná vlna	ω_0	$J_0(m_1) J_0(m_2)$
Jednoduché postranní signály, jejichž kmitočet je tvořen násobky modulačního kmitočtu ω_1	$\omega_0 \pm \omega_1$	$J_1(m_1) J_0(m_2)$
Jednoduché postranní signály, jejichž kmitočet je tvořen násobky modulačního kmitočtu ω_2	$\omega_0 \pm \omega_2$	$J_0(m_1) J_1(m_2)$
Kombinační kmitočty $\omega_0 \pm \omega_1 \pm \omega_2$	$\omega_0 \pm \omega_1 \pm \omega_2$	$J_1(m_1) J_1(m_2)$
	$\omega_0 - \omega_1 \pm 2\omega_2$	$J_1(m_1) J_1(m_2)$
	$\omega_0 + \omega_1 \pm 2\omega_2$	$J_1(m_1) J_2(m_2)$
	$\omega_0 - \omega_1 \pm 2\omega_2$	$J_1(m_1) J_2(m_2)$
	$\omega_0 + 2\omega_1 \pm \omega_2$	$J_2(m_1) J_1(m_2)$
	$\omega_0 - 2\omega_1 \pm \omega_2$	$J_2(m_1) J_1(m_2)$

Obecně můžeme vzniklé složky napsat ve tvaru:

$$\omega_0 \pm p\omega_1 \pm r\omega_2 \quad (3)$$

a příslušné poměrné amplitudy těchto složek budou (vzhledem k nemodulované nosné vlně):

$$U_{pr} = J_p(m_1) J_r(m_2),$$

kde $p, r = 0, 1, 2, 3, \dots$

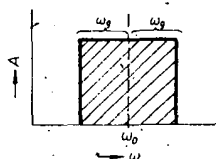
Jak je patrné z tab. 8, vzniknou kromě signálů základních kmitočtů vlivem každého jednotlivého modulačního napětí i všechny možné signály kombinačních kmitočtů s amplitudami úměrnými součinům Besselových funkcí, jejichž řád je roven řádu kombinovaných kmitočtů.

Ačkoli modulace složitým signálem zvětšuje počet kmitočtových složek v kmitočtové modulované vlně, nerozšiřuje přesto kmitočtové pásmo, zaujímané základní energií kmitů. Při rozložení celkové modulace mezi několik modulačních kmitočtů a za předpokladu, že maximální kmitočtový zdvih je konstantní, má energie kmitů snahu soustředit se v užším pásmu, než při prosté sinusové modulaci se stejným kmitočtovým zdvihem. Potřebné kmitočtové pásmo se pak přibližně rovná dvojnásobku maximálního kmitočtového zdvihu, nebo dvojnásobku modulačního kmitočtu podle toho, který je z nich větší.

Určení nutné šířky pásma při monofonním a stereofonním provozu

S ohledem na selektivitu a citlivost přijímače je nutno omezit přenos kmitočtové modulovaného spektra v mř zesilovači na nejdůležitější postranní pásma kolem středního kmitočtu f_0 . Tímto omezením ovšem vzniká nelineární zkreslení modulace. Pokud útlumová kmitočtová charakteristika mř zesilovače bude symetrická kolem středního kmitočtu f_0 , potom nelineární zkreslení bude převážně kubického charakteru.

Předpokládáme, že při modulaci sinusovým signálem projdou bez útlumu všechny složky kmitočtového spektra až do mřého řádu a vyšší složky budou potlačeny. To znamená, že ideální útlumová charakteristika mř zesilovače bude obdélkovitá se středním kmitočtem ω_0 a mezními kmitočty $\omega_0 \pm \omega_b$, kde $\omega_b = n\omega_1$ (obr. 48).



Obr. 48. Kmitočtová útlumová charakteristika ideálního mř zesilovače

Pro činitel zkreslení lze početně odvodit vztah [3]:

$$k_3 = \frac{6}{m_1} (J_{n-2} J_{n+1} + J_{n-1} J_n + J_n J_{n+3}) \quad (4)$$

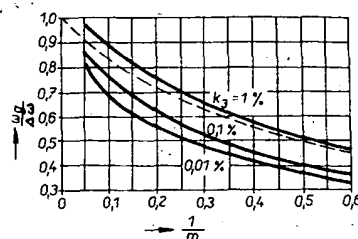
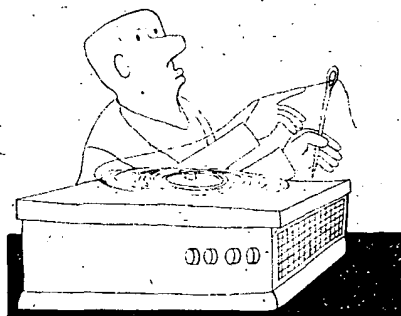
Řešením této rovnice, pro případ $f_1 = 15$ kHz, $\Delta f = 75$ kHz, $m = 5$, obdržíme pro zkreslení menší než 1 % požadavek, aby útlumová charakteristika mř zesilovače zaručila průchod kmitočtových složek až do sedmého řádu bez útlumu. To znamená, že celková šířka pásma musí být:

$$2(7 \cdot 15 \text{ kHz}) = 210 \text{ kHz} \quad (5)$$

V tab. 9 jsou poměrné amplitudy (vzhledem k nemodulované nosné vlně) pro předcházející případ ($m = 5$). Z tabulky je

Tab. 9. Poměrné amplitudy spektrálních složek

Spektrální složky	Amplituda
Nosná	0.1776
První	0.3276
Druhý	0.0466
Třetí	0.3648
Čtvrtý	0.3912
Pátý	0.2611
Šestý	0.1310
Sedmý	0.0534
Osmý	0.0184



Obr. 49. Závislost zkreslení na modulačním indexu a poměru ω/ω_0

zřejmé, že pro zkreslení menší než 1 % můžeme zanedbat ty složky, jejichž amplituda je menší než 2 % (počínaje tedy osmým párem). Na obr. 49 je uvedeno řešení rovnice (4) v závislosti na modulačním indexu m a poměru $\Delta\omega/\omega_0$. Čárkový průběh odpovídá známému vztahu pro nutnou šířku pásma:

$$\omega_b = \Delta\omega + 2\omega_1 \quad (6)$$

nebo v obvyklejší formě:

$$B = 2(\Delta f + 2f_{\max}) \quad (7)$$

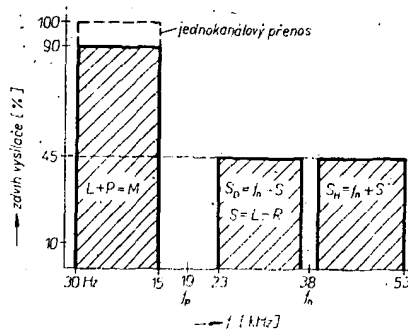
Pro $f_{\max} = 15$ kHz, $\Delta f = 75$ kHz bude

$$B = 210 \text{ kHz} \quad (8)$$

Z rovnice (8) vyplývá, že pro kvalitní přenos ($k_3 < 1\%$) bude potřebná šířka pásma mř zesilovače při monofonním provozu 210 kHz.

Dříve než si určíme potřebnou šířku pásma při stereofonním provozu, všimněme si základních vlastností vysokofrekvenčního stereofonního přenosu:

1. Hlavní modulační signál tvoří součet levého a pravého stereofonního signálu (tzv. kanál M).
2. Pilotní signál 19 kHz se stabilitou ± 2 Hz moduluje nosnou vlnu na 8 až 10 % plného kmitočtového zdvihu.
3. Pomocná nosná vlna má kmitočet druhé harmonické kmitočtu pilotního signálu a je s ním ve fázi.
4. Pomocná nosná vlna je modulována amplitudově a její kmitočet 38 kHz musí být za modulatorem potlačen tak, aby nemoduloval hlavní nosnou vlnu více než na 1 % celkového kmitočtového zdvihu.
5. Modulačním kmitočtem pro pomocnou nosnou vlnu je rozdílový signál levého a pravého akustického kanálu (tzv. kanál S) se šířkou přenášeného kmitočtového pásma 30 Hz až 15 kHz. Použité obvody preemfáze mají časovou konstantu 50 μ s. Součtový signál má stejný kmitočtový rozsah a stejnou časovou konstantu preemfáze jako signál rozdílový.
6. Obě postranní pásma pomocné nosné vlny mohou modulovat hlavní nosnou vlnu na 45 % celkového kmitočtového zdvihu, je-li mř modulace jen v jednom kanálu. Celkový kmitočtový zdvih vysílače od součtové a rozdílové složky může být maximálně 90 %.
7. Amplitudová charakteristika hlavního kanálu musí souhlasit s pomocným kanálem (kanálem S) včetně preemfáze na $\pm 0,3$ dB. Fázová odchylka smí být maximálně $\pm 3^\circ$. Při dodržení těchto parametrů se považuje 29,7 dB za minimální úroveň přeslechů v celém přenášeném pásmu od 30 Hz do 15 kHz.



Obr. 50. Kmitočtové spektrum multiplexního signálu

8. Požadavky na zkreslení jsou pro kanály M i S stejné. Zkreslení celého řetězce od studia po vysílání nesmí přesáhnout 3,5 % mezi 50 až 100 Hz, 2,5 % mezi 100 Hz až 7,5 kHz a 3 % v rozsahu 7,5 až 15 kHz.

Kmitočtové spektrum multiplexního signálu je na obr. 50, na vodorovné ose je modulační kmitočet a na svislé kmitočtový zdvih vysílání VKV, vyjádřený v procentech. Zdvihy signálů M, S_0 a S_1 (jak jsou uvedeny na obr. 50) je třeba chápat tak, že jsou to největší zdvihy, kterých může být dosaženo, ovšem ne nikdy současně, neboť by byl přebuzen vysílač. Zdvihy se doplňují vždy tak, že jejich součet spolu s pilotním signálem může být maximálně 100 %.

Pro vysvětlení zdvihových poměrů si uvedeme charakteristické případy [5]:

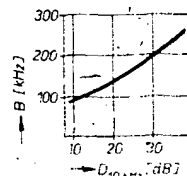
- Maximální signál je přenášen jen v kanálu L, tedy $P = 0$. Je to extrémní případ u stereofonie, kdy se akustický zdroj nachází v nejkrajnějších polohách. Z rovnice $M = L + P$ vyplývá, že monofonní signál M bude dosahovat poloviny svého největšího zdvihu, tj. 45 %. Obě postranní pásma budou způsobovat rovněž zdvihy 45 % (každé 22,4 %). Zcela analogická situace nastane při maximální modulaci jen v kanálu P.
- Ve druhém případě budeme uvažovat, že přenášíme signál odpovídající střední akustické scéně, kdy $L = P$, pak signál M bude způsobovat zdvih až 90 %, kdežto obě postranní pásma zmizí, neboť $S = 0$.
- Nakonec si všimněme extrémního případu, kdy bude v obou kanálech shodný signál, ale opačné polarity, tedy $L = P$. Pak signálem $M = 0$ a obě postranní pásma (horní a dolní) S_1 a S_0 budou modulovat vysílání až na 90 % zdvihu. Vzhledem k tomu, že je přítomen jen dvakrát signál S a přitom se uskutečňuje jen dvěma postranními pásmy, je tento případ důležitý například při měření kanálu S při zjišťování rušení z kanálu M apod. Při skutečném stereofonním provozu nemůže tento případ nastat, vzhledem k tomu, že nepřítomnost kanálu M je v rozporu s požadavkem sluchovosti (posluchač s monofonním přijímačem by neměl zajištěn příjem).

Z předchozího můžeme tedy odvodit potřebnou šířku v kanálu při stereofonním přenosu. Názory na tuto šířku pásma se liší. V literatuře se setkáváme s požadavkem na šířku pásma od 150 do 350 kHz. Ve většině případů jde však o nesprávnou aplikaci vzorců odvoze-

ných pro monofonní provoz. Např. v práci [6] dosazuje autor do vzorce (7) nejvyšší modulační kmitočet $f_{max} = 53$ kHz a $\Delta f = 75$ kHz. Výsledná šířka pásma je potom 362 kHz. Aby autor dospěl k přijatelně širšímu pásmu, tak uvažuje kmitočtový zdvih 67,5 kHz a dále uvažuje, že nejvyšší modulační kmitočty jsou modulovány s poměrně malým zdvihem. Z těchto úvah pak dochází k závěru, že v praxi vyhoví potřebná šířka pásma asi 300 kHz. Největší chybou v podobných úvahách je uvádění velikosti kmitočtového zdvihu. Rozdíl složka multiplexního signálu může totiž být maximálně modulována se zdvihem 68 kHz. V případě nf kmitočtu $f_1 = 15$ kHz vznikají v multiplexním signálu kmitočty $f_2 = 23$ kHz a $f_3 = 53$ kHz. Na oba tyto kmitočty však připadá maximální zdvih 68 kHz. To znamená, že na kmitočet 53 kHz může připadnout maximální zdvih asi 34 kHz a nikoliv, jak uvádí autor, 67,5 kHz.

Podobně v práci [7] uvažuje autor za rozhodující případ pro určení potřebné šířky pásma modulační kmitočet 38 kHz s modulačním indexem $m = 2$ (tj. $\Delta f = 37,5$ kHz). To znamená, že se předpokládá jednak nulový kanál M, jednak přenos signálu s nulovým kmitočtem, tj. přenos stejnosměrné složky a to pouze kanálem S. K přenosu pouze kanálem S dojde jen tehdy, je-li ve stereofonním testu vysílána pasáž s úmyslně nesprávnou polaritou. V tomto případě není krátkodobě spínána sluchovost, neboť na monofonním přijímači tuto pasáž nebudeme slyšet. V tomto případě splynou totiž obě postranní pásma S_0 a S_1 v jedno s dvojnásobnou amplitudou. Na první pohled je zřejmé, že tento případ nemůže při skutečném přenosu stereofonního programu nastat (viz základní vlastnosti stereofonního signálu). Proto také výsledek $B = 312$ kHz nemůže odpovídat skutečnosti. Také v tomto případě autor dodatečně uvádí, že vysílač bývá v praxi modulován pouze asi na 50 % zdvihu a dochází tak k přijatelně širšímu pásmu $B = 226$ kHz.

Přijatelnější výsledky jsou uvedeny v práci [8], kde autor odvodil vzájemný vztah mezi šířkou pásma mf zesilovače a dosažitelným přeslechem stereofonních kanálů. Grafické znázornění těchto vztahů pro kmitočet $f_1 = 10$ kHz je na obr. 51. Pro dobrý stereofonní přenos s přeslechem 30 dB je potřebná šířka pásma $B = 200$ kHz. Je ovšem nutno podotknout, že dosažitelné přeslechy by neměly být jediným parametrem, který by určoval potřebnou šířku pásma. Musíme si totiž uvědomit, že přeslechy je možno do jisté míry kompenzovat v obvodech stereofonního kodéru.



Obr. 51. Závislost šířky pásma mf zesilovače a dosažitelného přeslechu

Tab. 10. Poměrná amplituda pro modulační index a zdvih

f	Zdvih [%]	Zdvih [kHz]	Modulační index	$J_0(m)$	$J_1(m)$	$J_2(m)$	$J_3(m)$
f_1	45	34	$m_1 = 2,27$	0,172	0,545	0,400	0,170
f_2	22,5	17	$m_2 = 0,74$	0,868	0,345	0,070	0,009
f_3	22,5	17	$m_3 = 0,32$	0,975	0,158	0,012	0,0007

Naproti tomu zkreslení vzniklé v mf zesilovači nelze již vykompenzovat. Proto je vhodné, stejně jako v případě monofonního přenosu, uvažovat potřebnou šířku pásma z hlediska předem určené velikosti zkreslení.

Při dalších výpočtech budeme uvažovat extrémní případ, kdy se akustický zdroj nachází v nejkrajnější poloze, tzn., že maximální modulace bude pouze v jednom kanálu, např. v levém. Nf modulační kmitočet budeme volit maximální, tj. $f_1 = 15$ kHz. Kanál M bude tedy obsahovat kmitočet $f_2 = 23$ kHz a kanál S potom kmitočty $f_3 = 53$ kHz. Příslušné modulační kmitočty a zdvihy (pro $\Delta f = 75$ kHz) jsou v tab. 10.

Na rozdíl od monofonního přenosu, kde jsme uvažovali pouze jeden modulační kmitočet, musíme brát do úvahy modulační kmitočty tři – f_1, f_2, f_3 (pro zjednodušení zanedbáváme přítomnost pilotního signálu). Při kmitočtové modulaci třemi kmitočty dostáváme ovšem velmi složité kmitočtové spektrum. Obvykle můžeme vzniklé složky napsat ve tvaru (9):

$$\omega_0 \pm p\omega_1 \pm r\omega_2 \pm s\omega_3 \quad (9)$$

kde $p, r, s = 0, 1, 2, 3, \dots$ a $\omega_0 = 2\pi f_0$ (nosná); $\omega_1 = 2\pi f_1$; $\omega_2 = 2\pi f_2$ a $\omega_3 = 2\pi f_3$.

Příslušné amplitudy (vzhledem k nemodulované nosné vlně) těchto složek budou:

$$U_{p,r,s} = J_p(m_1)J_r(m_2)J_s(m_3) \quad (10)$$

Nyní budeme předpokládat, že stejně jako při monofonním provozu stačí pro kvalitní přenos uvažovat ty složky kmitočtového spektra, jejichž amplitudy jsou větší než 2 %. Rozborem vztahů (9) a (10) zjistíme, že rozhodující složka, kterou ještě musíme brát v úvahu, je ve tvaru:

$$2\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 \quad (11)$$

případně $2f_1 + f_2 + f_3 = 2,15 + 23 + 53 = 106$ kHz, která má amplitudu:

$$J_2(2,27)J_1(0,74)J_1(0,32) = 4,10 \cdot 10^{-1} \cdot 3,5 \cdot 10^{-1} \cdot 1,6 \cdot 10^{-1} = 2,24 \cdot 10^{-2} = 2,24 \% \quad (12)$$

To znamená, že mezni kmitočty určující potřebnou šířku pásma budou:

$$f_0 = f_0 \pm 106 \text{ kHz} \quad (13)$$

a potřebná celková šířka pásma bude tedy $B = 2 \cdot 106 \text{ kHz} = 212 \text{ kHz}$ (14).

Při porovnání obdržného výsledku s požadovanou šířkou pásma pro monofonní provoz můžeme být na první pohled překvapeni. V obou místech, tj. při stereofonním i při monofonním přenosu je potřebná šířka pásma stejná (212 kHz a 210 kHz). Tento výsledek je však jen logickým důsledkem té skutečnosti, že v případě monofonního přenosu jsme uvažovali pouze jeden a při stereofonním přenosu musíme uvažovat tři modulační kmitočty. Ovšem, jak již bylo řečeno, při modulaci několika kmitočty má energie kmitů snahu soustředit se v užším pásmu než při modulaci jedním kmitočtem (při konstantním maximálním zdvihem Δf), a proto se pouze zvětší počet kmitočtových složek ve spektru, potřebná šířka pásma však zůstává přibližně stejná.

Zatím jsme pro zjednodušení neuvažovali přítomnost pilotního signálu. Podrobným rozбором bychom však dosáhli stejného výsledku, tj. potřebná šířka pásma mf zesilovače je 212 kHz. Dalším zjednodušením byl předpoklad ideální propusti, která má pravouhlou útlumovou charakteristiku. I zde se dá ukázat [10] na příkladu mf zesilovače s klasickými pásmovými propustmi, že potřebná šířka pás-

ma $B_{3\text{ dB}} = 210\text{ kHz}$. To znamená, že bez velké újmy na přesnosti můžeme uvažovat šířku reálné pásmové propusti $B_{3\text{ dB}}$ totožnou šířce pásma ideální pásmové propusti, tj. bude platit: $B_{3\text{ dB}} = 2 \omega_b$.

Na závěr tohoto rozboru je nutno podotknout, že jsme brali v úvahu pouze zkreslení, které vzniká odříznutím postranních složek vlivem šířky pásma mf zesilovače. Zkreslení může vzniknout

i nevhodným průběhem skupinového zpoždění mf zesilovače. K omezení tohoto zkreslení na přijatelnou míru se připouští maximální změna skupinového zpoždění uvnitř pásma 2 μs . Proto při návrhu mf zesilovače je nutné dodržet nejen potřebnou šířku pásma, ale i co nejkonstantnější průběh skupinového zpoždění [4].

Před tímto mf zesilovačem bývá zařazen filtr soustředěné selektivity, který je

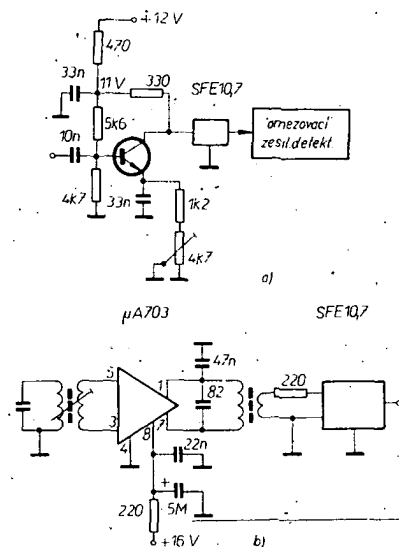
Tab. 11. Přehled keramických filtrů FM

Typ (výrobce Murata, Stetner)	SFE10, 7MA15	SFE10, 7MJ	SFE 10, 7MS2	SFE 10, 7M3	SFJ10, 7MS	SFJ10, 7MA2K	SFJ10, 7MAH-A	SFW10, 7MA
Barevný kód pro střední kmitočet f								
10.60 MHz								
10.62 MHz								
10.625 MHz								
10.64 MHz	černá	černá	černá	černá	černá	černá	černá	černá
10.65 MHz								
10.66 MHz								
10.6625 MHz								
10.67 MHz	modrá	modrá	modrá	modrá	modrá	modrá	modrá	modrá
10.70 MHz	červená	červená	červená	červená	červená	červená	červená	červená
10.73 MHz	oranžová	oranžová	oranžová	oranžová	oranžová	oranžová	oranžová	oranžová
10.7375 MHz								
10.74 MHz								
10.75 MHz								
10.76 MHz	bílá	bílá	bílá	bílá	bílá	bílá	bílá	bílá
10.775 MHz								
10.78 MHz								
10.8 MHz								
Šířka pásma B-3 dB [kHz]	280±50	150±40	230±40	180±30	230±40	230±40	220±40	180±40
Šířka pásma B-20 dB [kHz]	650	500	600	520	700	700	700	600
Šířka pásma B-50 dB [kHz]								
Útlum v propustném pásmu [dB]	6	10	6	6	8 až 10	8 až 10	8 až 10	8 až 10
Zvlnění v propustném pásmu [dB]	max.	1	1.5 max.	1.5 max.				1 až 1.5
Skupinové zpoždění pro $f \pm 70\text{ kHz}$ [ns]					2	0.5	1	2
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	30 (9-12 MHz)	30 (9-12 MHz)	40 (8-12 MHz)		50 (8-12 MHz)	50 (8-12 MHz)	60 (7-30 MHz)	60 (8-12 MHz)
Stabilita kmitočtu 10 let [%]	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5 (10 let)
Teplotní součinitel $[10^{-6}/^{\circ}\text{C}]$	75	75	75	75	120	120	120	75
Vstupní impedance [Ω]	330	330	330	330	330	330	330	330
Výstupní impedance [Ω]	330	330	330	330	330	330	330	330
Ss napětí mezi vývody [V]	50	50	50	50	50	50	50	50
Střídavé napětí mezi vývody [V]	10	10	10	10	10	10	10	10
Pracovní teplota -20 až +80 °C								

Typ výrobce	SFW10, 7MAH-A Murata	CFSHM1S Toko	CFSHM2S Toko	CFSHM3S Toko	CFSE Toko	CFRG Toko	FM4 Vernetron	SFC1070A10 NDR	FP1P-049a/b SSSR
Barevný kód pro střední kmitočet f									
10.60 MHz		černá	černá	černá	černá	zelená		zelená	zelená
10.62 MHz							oranžová		
10.625 MHz									
10.625 MHz									
10.64 MHz	černá								
10.65 MHz								modrá	modrá
10.66 MHz		modrá	modrá	modrá	modrá	černá			
10.6625 MHz									
10.67 MHz	modrá								
10.70 MHz	červená	bez	bez	bez	bez	bez	zelená	bez	bez
10.73 MHz	oranžová								
10.7375 MHz							modrá		
10.74 MHz		oranžová	oranžová	oranžová	oranžová	bílá		fialová	červená
10.75 MHz									
10.76 MHz	bílá								
10.775 MHz							fialová		
10.78 MHz		bílá	bílá	bílá	bílá	žlutá			
10.80 MHz								hnědá	žlutá
Šířka pásma B-3 dB [kHz]	220±40	280±50	230±50	180±30	280±50	350	235±35	190±30	150 až 280
Šířka pásma B-20 dB [kHz]		600	550	500	650	690	700	400	300
Šířka pásma B-50 dB [kHz]	700								
Útlum v propustném pásmu [dB]	8 až 10	6	6	7	6	4.5	3.5 až 5	8	10
Zvlnění v propustném pásmu	1 až 1.5	1	1	1	1	1	0.2 až 1	0.5	3
Skupinové zpoždění [dB] pro $f \pm 70\text{ kHz}$ [ns]	1								
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	60 (7 až 12 MHz)	30 (8 až 12 MHz)	40	40	30	10	47	35	35
Stabilita kmitočtu 10 let [%]	0.5								
Teplotní součinitel $[10^{-6}/^{\circ}\text{C}]$	120	50	50	50					
Pracovní teplota [°C]	-20 až +80	-20 až +80	-20 až +80	-20 až +80	-20 až +80	-40 až +80	-25 až +70	-25 až +50	
Vstupní impedance [Ω]	330	330	330	330	330	330	330	270	330
Výstupní impedance [Ω]	330	330	330	330	330	330	330	270	330
Stejnoseměrné napětí mezi vývody [V]	50	50	50	50	50	50	330	270	330
Střídavé napětí mezi vývody [V]	10							20	1.5

v současných přijímačích obvykle realizován keramickými filtry. Pro orientaci jsou v tab. 11 parametry filtrů Murata (Stetner), Vernitron, Toko, NDR a SSSR.

Pro získání potřebného zesílení bývá mezi filtry soustředěná selektivita a vstupní jednotku VKV zařazen jeden zesilovací stupeň buď s tranzistorem (obr. 52a), nebo s integrovaným obvodem (obr. 52b). Tranzistor mívá někdy v emitoru proměnný odpor, kterým lze regulovat jeho zisk a tím dosáhnout optimálního šumového přizpůsobení! Toto optimální šumové přizpůsobení je žádoucí, neboť každá vstupní jednotka VKV má jiný zisk, a tak se může stát, že se uplatní šum mf zesilovače, což by nemělo být. Šum mf zesilovače se uplatňuje tehdy, má-li mf zesilovač buď nedostatečný, nebo přehnaný zisk. Optimální zisk mf zesilovače má být 80 až 110 dB. U zapojení podle obr. 52b je na výstupu IO zapojen laděný obvod, kterým lze zlepšit fázové poměry.

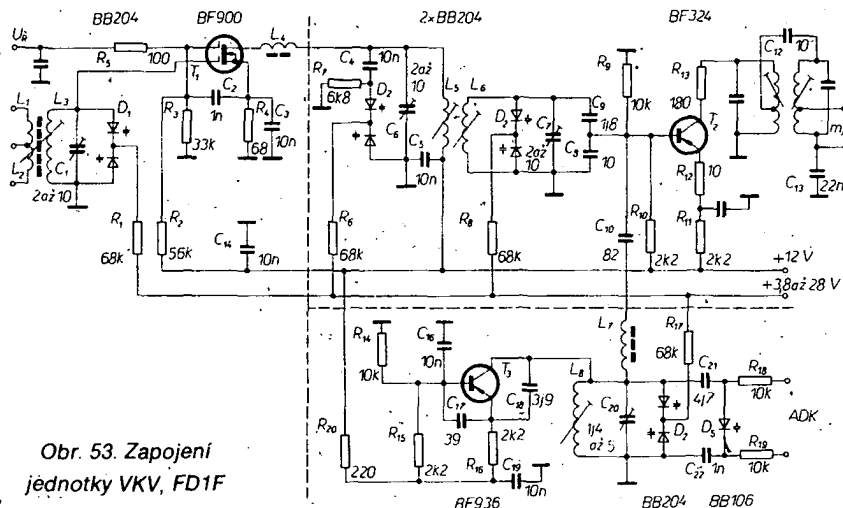


Obr. 52. Zapojení mf předzesilovače s tranzistorem (a) a IO (b)

Na vstup mf předzesilovače je připojena vstupní jednotka VKV. Jednotka VKV s bipolárními tranzistory byla již několikrát publikována na stránkách AR (např. AR-B4/79). Proto se jednotkami tohoto typu nebudeme zabývat a popíšeme si tři typy nově řešených jednotek VKV s unipolárními tranzistory.

Na obr. 53 je zapojení jednotky VKV FD-1F fy. Valvo, která je na vstupu osazena tranzistorem BF900 (jeho ekvivalent má být vyráběn v n. p. TESLA). Vstupní signál je přes vstupní laděný obvod (L_1, L_2, L_3, C_1, D_1) přiveden na první řídicí elektrodu BF900. Stejným směrem napětím +4,5 V až -4 V, přivedeným na G_2 je možné regulovat zisk v rozsahu minimálně 45 dB. V přívodu k elektrodě je zapojena laděná pásmová propust, z jejíhož sekundárního vinutí je v napětí přes kapacitní dělič C_8, C_9 do báze směšovače T_2 , kam je přes kondenzátor C_{10} přiveden i signál z oscilátoru T_3 . V kolektoru T_2 je kapacitně vázaná pásmová propust 10,7 MHz, jejíž šířka pásma je 280 ± 30 kHz. Jednotka FD-1F má napětový zisk 30 až 35 dB a šumové číslo 5 až 6,5 dB. Vstupní impedance je 75/300 Ω a výstupní 470 Ω . Potlačení nežádoucích příjmů je minimálně 62 dB.

Na obr. 54 je zapojení jednotky VKV s dvěma tranzistory MOSFET, která se

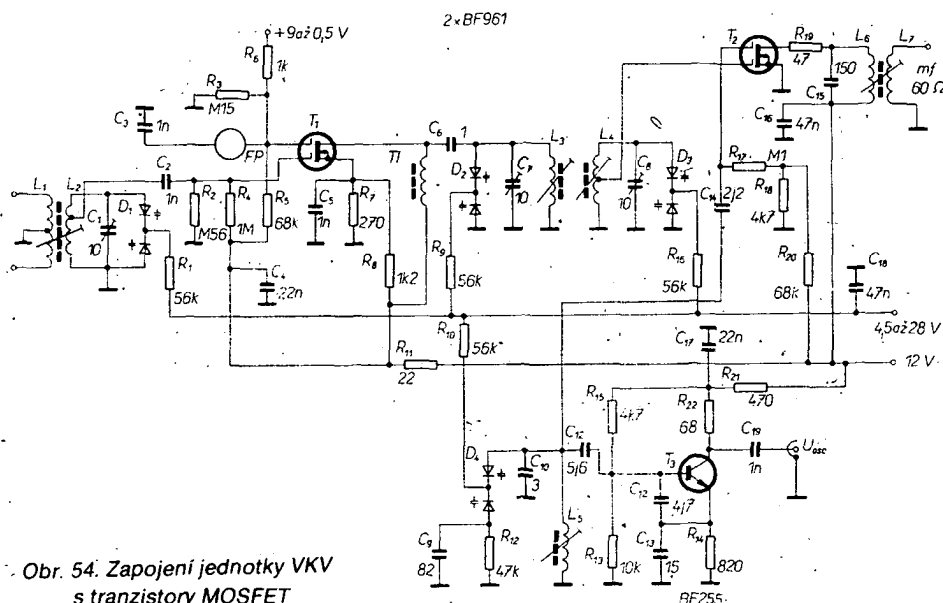


Obr. 53. Zapojení jednotky VKV, FD1F

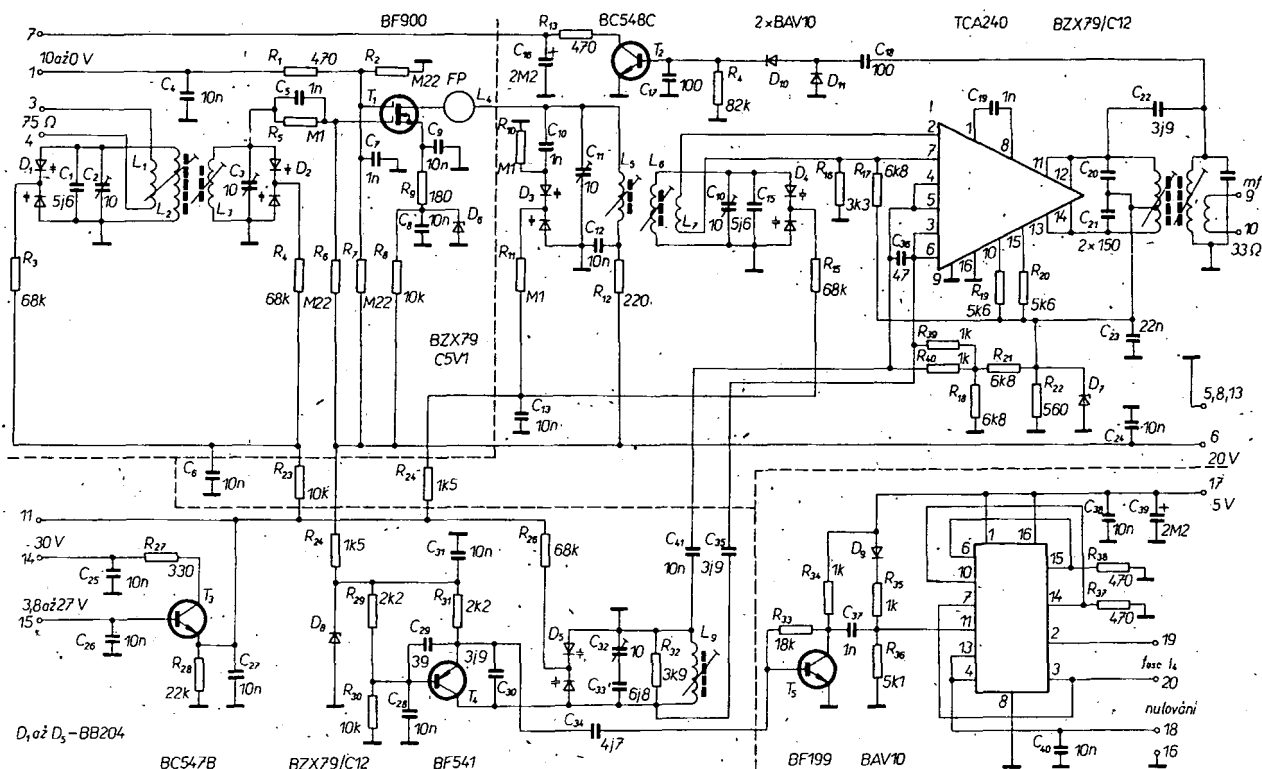
vyznačuje dobrými vlastnostmi při zpracování velkého signálu a má dobrou vstupní citlivost. Vstupní signál je přes vazební vinutí L_1 a obvod $L_2C_1D_1$ přiveden na první řídicí elektrodu BF961 (přibližný ekvivalent BF900). Šumové je obvod přizpůsoben odbočkou na L_2 . Regulačním napětím 9 až 0,5 V přivedeným na druhou řídicí elektrodu T_1 je možno měnit zisk až o 50 dB. V elektrodě $S T_1$ je zapojen dělič R_7, R_8 , který chrání tranzistor před zničením při velkém regulačním napětí. Z elektrody $D T_1$ je signál přes malý kondenzátor C_6 (1 pF) přiveden na pásmovou propust, z jejíhož sekundárního vinutí (z odbočky) je přiveden na první řídicí elektrodu směšovače T_2 . Na druhou řídicí elektrodu je přiveden signál z oscilátoru T_3 . V elektrodě $D T_2$ je zapojen jednoduchý laděný obvod s výstupní impedancí 60 Ω . Výkonový zisk jednotky je 20 dB a šumové číslo menší než 5 dB.

Poloprofesionální jednotkou určenou pro jakostní přijímače je jednotka FD 11. Antenní signál je přes symetrický vstup 75 Ω navázan na primární stranu pásmové propusti, která zlepšuje selektivitu celé jednotky. Předzesilovač je osazen tranzistorem BF900, který je schopen zpracovat i velké signály. Mezi předzesilovačem a směšovačem je opět laděná pásmová propust. Feritová perla L_4 je navlečena přímo na elektrodu D BF900, zamezuje nakmitávání na velmi vysokých kmitočtech a zlepšuje celkovou stabilitu zapojení. Ve směšovači je použit integrovaný

obvod TCA240, který je zapojen jako dvojitý balanční směšovač. Na výstupu směšovače je zapojena mf pásmová propust s výstupní impedancí 330 Ω a s kritickou vazbou. V předzesilovači je možné regulovat zisk o 50 dB při regulačním napětí na G_2 10 až 0 V. Oscilátor je zapojen jako Clappův oscilátor, čímž je dosaženo dobré stability oscilačního kmitočtu. Stabilizátor s D_8 zmenšuje vliv změn napájecího napětí. Teplotní vliv cívky, tranzistoru, desky s plošnými spoji a kapacitních trimrů je vykompenzován teplotními součiniteli paralelních a sériových kondenzátorů a rovněž kondenzátorem zapojeným ve zpětné vazbě. Drift varikapu je kompenzován emitorovým sledovačem T_3 . Volnou vazbou oscilátoru na směšovač je dosaženo malé závislosti oscilačního kmitočtu na amplitudě vstupního signálu. Na sekundární straně pásmové propusti je připojen usměrňovač, z něhož je řízen tranzistor pro vnitřní regulaci AVC. Spojením vývodů 1 a 7 na konektoru jednotky VKV nasadí regulace AVC při vstupním signálu 65 dB μ V a výstupní signál bude konstantní až do úrovně 115 dB μ V vstupního signálu. Když vývod 1 nebude připojen, pracuje FD 11 s maximálním ziskem. Kromě toho je v této jednotce vestavěn dělič 4 : 1, sloužící jako zdroj kmitočtu pro digitální stupnici nebo smyčku PLL. FD 11 má napětové zesílení 36 až 40 dB, šumové číslo 4,8 až 6 dB a potlačení nežádoucích signálů minimálně 80 dB. Výstupní mezivrcholové napětí



Obr. 54. Zapojení jednotky VKV s tranzistory MOSFET



Obr. 55. Zapojení jednotky VKV, FD11

z děliče kmitočtu je 650 mV/470 Ω. Zapojení FD 11 je na obr. 55.

Řešení jednotky s IO TDA1062 bylo zveřejněno v AR-B4/79.

Přijímače AM

Dalším zdrojem signálu pro nf zesilovač může být přijímač AM, ať už jedno nebo několikarozsahový. Dále si uvedeme zapojení tří typů přijímačů AM s integrovanými obvody TCA440, TDA1072 a TDA1046.

Středovlnný přijímač s TCA440 (A244 – NDR, K174ChA2 – SSSR) je na obr. 56. Vstupní signál je kapacitní proudovou vazbou navázán na vstupní obvod L_1 laděný varikapem BB113 (KB113 – TESLA) a přes vazební vinutí L_2 na vstup aperioidického vf zesilovače (vývody 1 a 2). Z tohoto zesilovače je přiveden signál do symetrického směšovače, kam je přivedeno i napětí z oscilátoru (vývody 4, 5 a 6). Oscilační obvod L_3 a L_4 je rovněž laděn

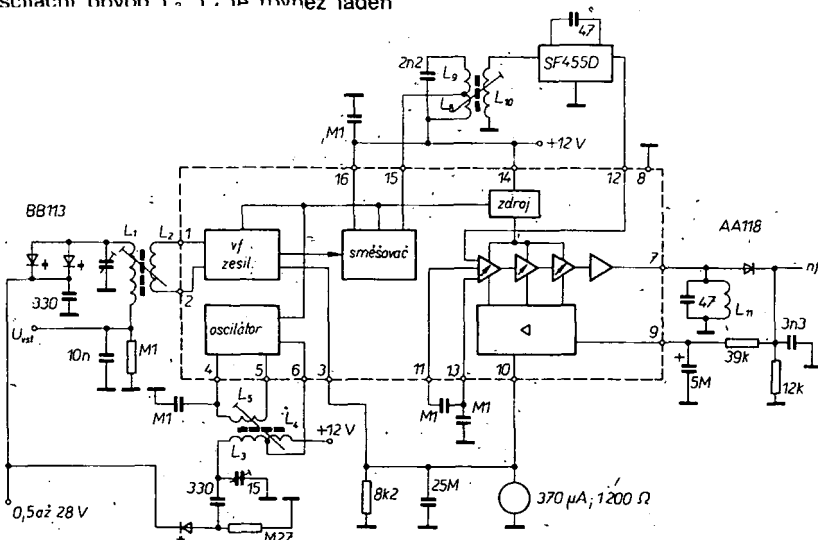
varikapem a potřebná zpětná vazba je realizována cívkou L_5 . Na výstupu směšovače (vývody 15 a 16) je první mf laděný obvod L_6 , L_7 . Přes vazební vinutí L_{10} a keramický filtr je signál přes vývod 12 veden do třístupňového řízeného mf zesilovače a dále do čtvrtého neregulovaného stupně. Na výstupu tohoto zesilovače (vývod 7) je detekční obvod L_{11} , z kterého se po detekci odeberá nf signál a stejnosměrnou složkou přes vývod 9 je řízen zesilovač AVC, který řídí první tři stupně mf zesilovače a přes vývod 3 i aperioidický vf zesilovač. Řídit vf aperioidický zesilovač je možno i samostatně, když na vývod 16 připojíme obvod, naladěný na mf kmitočt. Usměrněním mf napětí se získá stejnosměrné napětí, kterým lze přes vývod 3 řídit zisk vf zesilovače. Na vývod 10 lze připojit S-metr.

Na obr. 57 je AM přijímač, laděný varikapem; pro dlouhé, střední vlny a pásmo 49 m. Pro zpracování signálu je zde použit

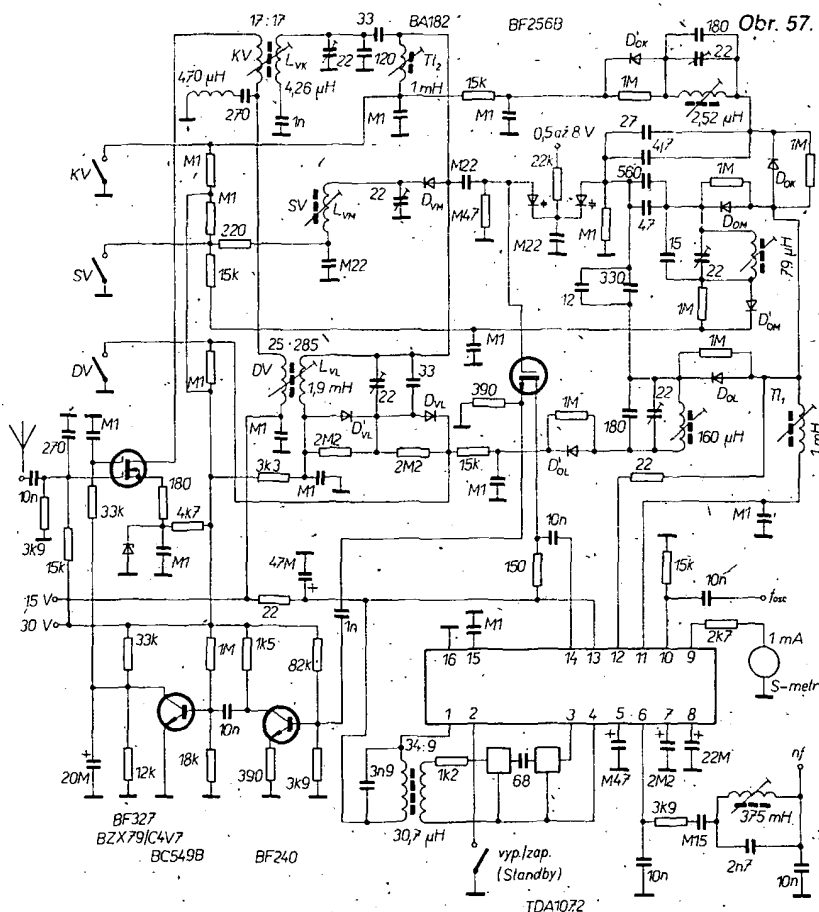
TDA1072 (vnitřní zapojení je na obr. 58). V mf zesilovači je pro získání selektivity použit jeden laděný obvod a keramický filtr. Dolní propust na výstupu nf (vývod 16) má ještě zapojen laděný obvod (375 mH, 2,7 nF) pro potlačení záznějů; nf signály 5 kHz jsou potlačeny o 60 dB a útlum na kmitočtu 2,8 kHz je 10 dB.

Vstupní a oscilační obvody se přepínají spínacími diodami. Pro připojení žádaného rozsahu musíme sepnout jeden z kontaktů DV, SV nebo KV. Tyto kontakty mohou být umístěny na libovolném místě (např. na předním panelu) přijímače, neboť ovládací napětí je stejnosměrné. Při daném rozsahu teče oscilátorovou částí stejnosměrný proud přes příslušné spínací diody a sepnutý kontakt na zem. „Živý“ konec oscilačního obvodu je propojen s vývodem 12 IO a „studený“ konec oscilačního obvodu je „střídavě“ uzemněn. IO je stejnosměrně napájen přes tlumivku T_{L1} (vývod 11). Ostatní oscilační obvody jsou odpojeny spínacími diodami, takže nemůže dojít k nežádoucím oscilacím.

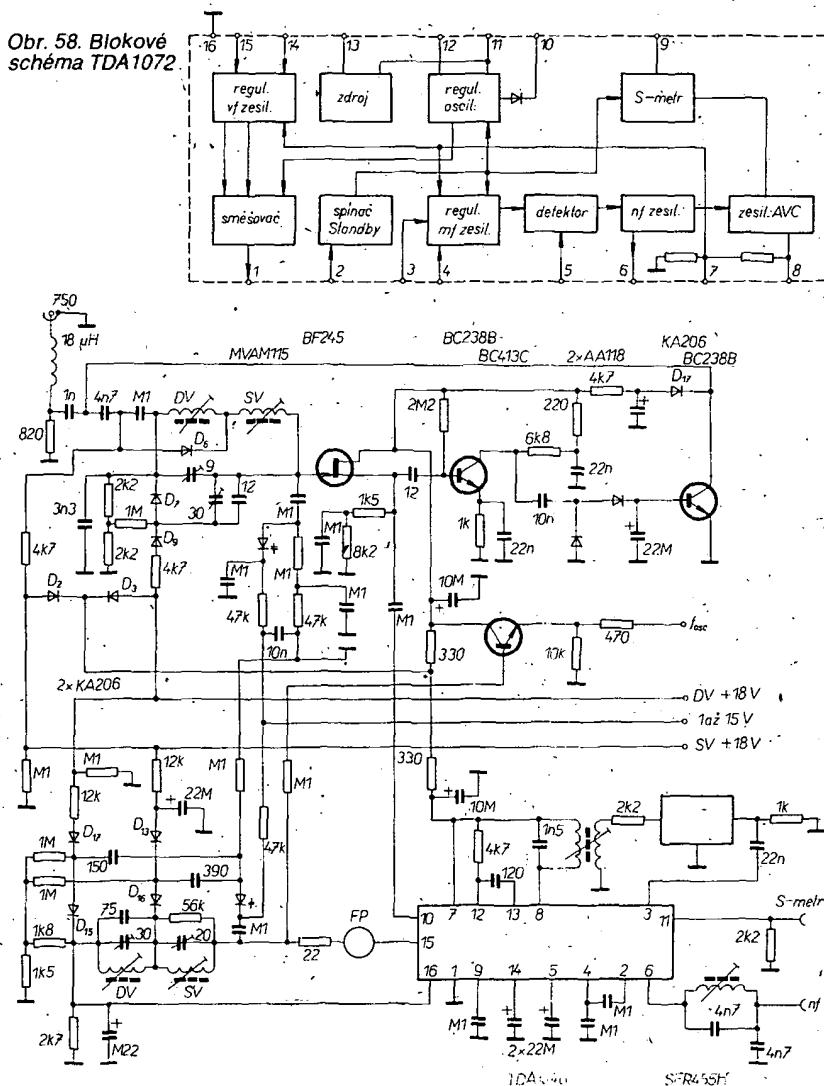
Na DV budem přes spínací diody D_{VL} a D_{VL} připojeny k cívkce L_{VL} paralelní kondenzátory (33 pF a trimr 22 pF). Ostatní obvody jsou odpojeny „zavřenými“ spínacími diodami. Při SV a KV je vždy příslušná cívka přes spínací diody D_{VM} a D_{VK} připojena paralelně k cívkce D_{VL} a D_{VL} kondenzátory fungující při DV jsou vzhledem k „zavřeným“ diodám D_{VL} a D_{VL} neúčinné. Potřebný proud pro spínací diody je získáván ze zdroje 30 V. Na KV teče spínací proud diody D_{VK} přes tlumivku T_{L2} , která je připojena paralelně ke vstupnímu obvodu KV a kontakt KV na zem. Protože na středních vlnách proud teče přes diodu, musí se zde použít vf spínací dioda BA182 (KA136). V ostatních obvodech jsou spínací diody zapojeny do „studeného“ konce cívek nebo doplňkových kondenzátorů, takže je možné použít



Obr. 56. Středovlnný přijímač s TCA440 a jeho ekvivalenty



Obr. 58. Blokové schéma TDA1072.



Obr. 57. Zapojení třírozsahového přijímače s TDA1072

obyčejné spínací diody BAW62 (KA206, KA207).

Mezi laděný obvod a vf vstup IO (vývody 14 a 15) je zapojen emitorový sledovač s tranzistorem BF256B (možno použít i BF245 z PLR), takže není třeba vazební vinutí a nemohou vzniknout nežádoucí rezonance, způsobované obvykle vazebním vinutím.

Vazba na anténu je přes MOSFET BF327 (možno použít i BF900) a dvěma v elektrodě D zapojenými vazebními cívkami, které přenášejí anténní signál při KV nebo DV/SV. Přepínat vazební cívky při tomto způsobu zapojení není nutné. Ve vazební větvi je zapojen mf odlaďovač (470 μ H, 270 pF), který je naladěný na mf kmitočet. Tranzistor MOSFET je zapojen jako aktivní vf zesilovač, takže při vhodném návrhu zapojení je zajištěno, že jak zkreslení, tak i šum budou malé. Vzhledem k malé vstupní impedanci (3,9 k Ω /270 pF) zapojené z řídicí elektrody na zem bude vstupní šum malý a rovněž i vf napětí se vždy „podělí“, takže i toto napětí bude malé. Záporná zpětná vazba je realizována neblokováním odporem v elektrodě S. Volbou pracovního bodu jsou zajištěny lineární přenosové vlastnosti MOSFET. Zenerova dioda BZX79-C4V7 zajišťuje vhodné předpětí MOSFET, čímž jsou zlepšeny jeho regulační vlastnosti. V popisovaném třírozsahovém přijímači je zaváděno AVC do MOSFET. Vstupní napětí je odebíráno z „emitorového“ sledovače (BF256B) a po zesílení tranzistorem BF240 (KF525) je usměrněno tranzistorem BC549B (v zapojení s uzemněným kolektorem – KC509). Po vyfiltrování vf napětí dolní propustí řídí ss napětí druhou řídicí elektrodu MOSFET a to směrem k menšímu proudu elektrodou S. Při vstupním napětí 10 mV bude se napětí na laděném obvodu zvětšovat jen pomalu a při napětí 1 V na vstupu bude 100 mV. Tato regulace je nutná vzhledem k použitým varikapům, neboť by se při velkém signálu mohlo detekovat vf napětí na varikapech. V šířka pásma se při regulaci celkem nemění. V tab. 12 jsou uvedeny parametry tohoto přijímače. Při vstupním napětí 1 V je zkreslení signálu menší než 2 %.

Na obr. 59 je přijímač pro SV a DV fy Körting T 100 s IO TDA1046. Jeho vnitřní blokové schéma je na obr. 60. Vstupní signál z antény 75 Ω je přes tlumivku 18 μ H se zakončovacím odporem 820 Ω přes kondenzátory 1 nF, 4,7 nF a 100 nF přivedeno na vstupní laděný obvod pro DV a SV. Při středních vlnách jsou kondenzátor 100 nF a vstupní cívka DV zkratovány spínací diodou D6. Při DV jsou obě cívky připojeny do série a přes D7 a D9 se připojí doladovací trimry a kondenzátor 12 pF. Živý konec cívky je připojen na varikap a na řídicí elektrodu BF245, zapojeného jako „emitorový“ sledovač, takže se nepoužívají vazební cívky. Z elektrody S je signál veden jednak na vstupní regulovaný zesilovač v IO a jednak přes kondenzátor 12 pF do BC238B, který vf signál zesílí. Po detekci je zesílený signál použit pro řízení druhého tranzistoru BC238B, zapojeného jako proměnný odpor mezi anténní kondenzátory 1 nF a 4,7 nF. Tím je zajištěno, že nedojde k detekci velkého vstupního signálu na varikapu. Pro oscilátor je využit vnitřní regulovaný oscilátor IO. Při DV jsou obě cívky v sérii a paddingový kondenzátor 150 pF se připojuje diodou

Obr. 59. Dvourozsahový přijímač s TDA1046

Tab. 12. Vstupní citlivost AM přijímače pro poměr signál/šum

Vlnový rozsah	Antenní napětí [μV] pro signál/šum		
	6 dB	26 dB	46 dB
DV 200 kHz	17	200	2700
SV 1 MHz	7,3	90	1300
KV 6,1 MHz	8	100	1300

D₁₅. Na SV se padingový kondenzátor připojuje diodou D₁₆. V živém konci je mezi odporem 22 Ω a vývodem 15 zapojena feritová perla, která potlačuje parazitní kmitů. Oscilační napětí je přes emitorový sledovač BC413C přivedeno na obvod digitální stupnice. Vstupní signál je z výstupu vf zesilovače (vývod 12) veden přes kondenzátor 120 pF přes vývod 13 do směšovače, kam je přivedeno i napětí z oscilátoru. Na výstup směšovače je připojen detektor mf, přes vývod 8 laděný mf obvod, v jehož sekundárním vinutí je keramický filtr a přes vývod 3 vstup mf zesilovače. První dva stupně mf zesilovače jsou regulované ze zesilovače AVC. Na výstupu mf zesilovače je detektor, který přes dolní propust budí nf zesilovač. Z jeho výstupu je vyveden nf signál přes dolní propust (obvod LC na vývodu 6). Z výstupu nf zesilovače je stejnosměrnou složkou řízen zesilovač AVC a obvod S-metru, který je zároveň řízen z detektoru mf. Detektor mf řídí rovněž první zesilovač AVC, který reguluje zisk vf zesilovače.

Pro srovnání jsou v tab. 13 uvedeny parametry použitých IO a v tab. 14 parametry keramických filtrů AM.

Tab. 13. Parametry IO pro AM přijímače

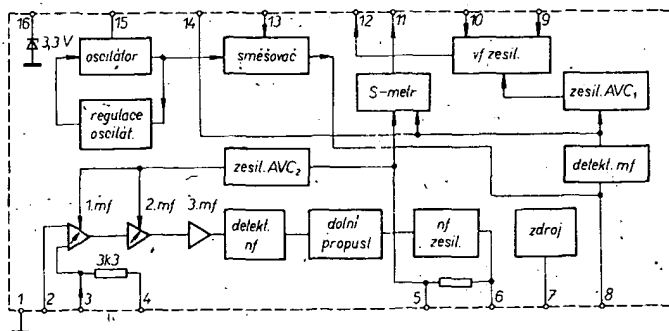
Typ Výrobce	TCA440 Siemens	TDA1046 Siemens	TDA1072 Valvo
Mezní údaje			
Napájecí napětí [V]	15	18	23
Teplotní odpor [K/W]	120	90	
Rozsah napájecích napětí [V]	5,5 až 15	8 až 18	7,5 až 18
Kmitočet oscilátoru [MHz]	0 až 50	0,5 až 31	0,6 až 31
Vstupní kmitočet [MHz]	0 až 50	0 až 30	0 až 30
Mezifrekvenční kmitočet [MHz]	0 až 2	0,2 až 1	
Pracovní teplota [°C]	-15 až +80	-15 až +85	-30 až +80
Jmenovité údaje (pro U_B)			
Odběr [mA] ze zdroje při U _B	9 V	10 V	15 V
= 4,5 V	7		
= 9 V	10,5		
= 10 V		9 až 15	
= 15 V	12		15 až 30
Nf výstupní napětí [mV]			
pro m = 0,8; U _{st} = 20 μV	140	600	300
= 1 mV	260	600 až 1000	340
= 500 mV	350	700	400
m = 0,3; U _{st} = 20 μV	50	250	300
= 1 mV	100	250	380
= 500 mV	130	250	400
Vstupní citlivost [μV] pro s/š = 6 dB	1	2,5	2,2
= 26 dB	7	14	30
Maximální ef. vstupní napětí [V]	0,5	0,7	1,3
Rozsah regulace AVC na vf [dB]	38	40	30
na mf [dB]	62	45	62
Vstupní impedance vf (symetrický vstup) [kΩ]	4,5	4	9
(nesymetrický vstup) [kΩ]	2	2	6
Výstupní impedance směšovače [kΩ]	250	100	200
Vstupní impedance mf zesilovače [kΩ]	3	3,3	2,4 až 3,9
Výstupní impedance mf zesilovače [kΩ]	200		
Výstupní impedance nf zesilovače [kΩ]		2,3 až 3,8	3,5
Proud pro S-metr [mA]	0,5	1 až 1,5	1,2

Tab. 14. Parametry keramických filtrů pro AM přijímače

Typ Výrobce	SFD455D Murata	SFT455A Stetner	CMF2-455Z Toko	CMF-2455A Toko	CMF2-455B Toko	CMF2-455C Toko	CMF2-455D Toko	CMF2-455E Toko
Střední kmitočet f [kHz]	455±2	455±2	455	455	455	455	445	445
Vazební kondenzátor [pF]	56	120						
Šířka pásma B-3 dB [kHz]	4,5±1	4,5±1	4	5	7	9	11	13
Zvlnění v propustném pásmu [dB]	1 až 1,5	1 až 2	0	0	0	0	0	1,5
Selektivita f + 9 kHz [dB]	18	30	28	25	21	17	14	10
f - 9 kHz [dB]	24	36	28	25	2	2	2	2
Útlum v propustném pásmu [dB]	5 až 9	10	4,5	2,5	2	2	2	2
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	20 (do 2M)	30	40	40	40	40	40	40
Teplotní součinitel [10 ⁻⁶ /°C]	50 až 75	50 až 75						
Dlouhodobá stabilita kmitočtu [% f]	0,5 (10 let)							
Stejnoseměrné napětí mezi vývody [V]	50							
Střídavé napětí mezi vývody [V]	10							
Pracovní teplota [°C]	-20 až -80	-20 až +80						
Vstupní impedance [kΩ]	3	3	1	1	1,5	2	2	2,5
Výstupní impedance [kΩ]	3	3	1,5	1,5	2	2	2	2,5

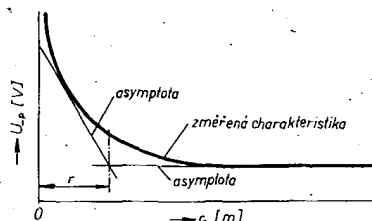
Typ Výrobce	SPF445-9 červený NDR	SPF-455A6 modrý NDR	SPF455B6 zelený NDR	PF1P-M SSSR	PF1P-2 SSSR	PF1P-4-1 SSSR	PF1P-4-2 SSSR	PF1P-4-3 SSSR	PF1P-5-3 SSSR
	455/457	460/465							
Střední kmitočet f [kHz]	5 až 9,5	4,5 až 7	455 až 456	465	465	465	465	465	465
Šířka pásma B-3 dB [kHz]	1,5		4,5 až 6,5	7 až 9,5	8,5 až 12,5	7 až 10	7 až 10	7 až 10	9 až 14
Zvlnění v propustném pásmu [dB]	10	28	1,5						
Selektivita f ± 9 kHz [dB]	2,5 až 5,5	7 až 11	35	46	40	16	24	34	20
Útlum v propustném pásmu [dB]	2,5 až 5,5	7 až 11	8 až 11	8	8	3,5	7	12	12
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	70	40	70						
Teplotní součinitel [10 ⁻⁶ /°C]	50	50	40						
Dlouhodobá stabilita kmitočtu [% f]	0,2	0,2	0,2						
Stejnoseměrné napětí mezi vývody [V]	20	20	20						
Střídavé napětí mezi vývody [V]	20	20	2						
Pracovní teplota [°C]	-25 +55	-25 +55	-25 +55						
Vstupní impedance [kΩ]	3,9	volitelná	volitelná	1,2	1,2	20	20	20	
Výstupní impedance [kΩ]	1,5 až 3,5	1,5 až 3,5	volitelná	0,6	0,6	10	10	10	10

Obr. 60. Blokové zapojení TDA1046



Měření

V úvodní části tohoto AR řady B se píše o době dozvuku. Dále si popíšeme jednoduchý způsob, jak lze tuto dobu přibližně změřit v domácích podmínkách. Reprodukční reproduktor umístíme u stěny (ne v rohu) místnosti a do zesilovače přes filtr s rozsahem jedné třetiny až jedné oktávy přivedeme šum (např. z přijímače FM naladěného mezi dvě stanice). Naproti reproduktoru do vzdálenosti asi 20 cm postavíme mikrofon, který budí druhý zesilovač, a změříme výstupní napětí, které je úměrné akustickému tlaku. Po zaznamenání výstupního napětí posunujeme mikrofon od reproduktoru (asi po 10 až 20 cm) a zapisujeme výstupní napětí v jednotlivých vzdálenostech mikrofonu od reproduktoru. Daná výstupní napětí vynásobíme na svislou osu a vzdálenosti mikrofonu na vodorovnou osu. Propojením jednotlivých průsečíků dostaneme křivku, ke které sestrojíme asymptoty (viz obr. 61) –



Obr. 61. Charakteristika pro určení polo měru dozvuku r

vzdálenost mezi počátkem a jejich průsečíkem se nazývá poloměr dozvuku r. Z následující rovnice, známe-li objem místnosti V, můžeme spočítat dobu dozvuku:

$$T = \frac{2V}{314r^2}$$

Dále se v první části tohoto AR-B mluví o dynamické výkonové přebuditelnosti. Abychom mohli tuto přebuditelnost změřit, je nutné použít generátor s definovaným výstupním napětím (480 ms sinusový signál s malou amplitudou, 20 ms s amplitudou desetkrát větší, tento maximální signál na výstupu zesilovače nesmí být zkreslen). Výstupní napětí sledujeme na osciloskopu. Příklad zapojení generátoru s definovaným výstupním napětím je na obr. 62. Základní oscilátor s hradly N_1 a N_2 kmitá na kmitočtu 500 kHz. Tato metoda vychází z předpokladu, že špičky hudebního signálu nebo řeči nejsou v praxi delší než 10 až 15 ms. Během minimálního výkonu se stačí dobít filtrační kondenzátor ve zdroji.

Dálkové ovládání (ultrazvukové) přijímače FM

V poslední době se stále více prosazuje u komerčně vyráběných rozhlasových a televizních přijímačů dálkové ovládání. Dálkově je možno ovládat ladění přijímače, hlasitost, korekce apod. Pokud se zaměříme pouze na FM přijímače, ukazuje se, že nejvíce užitečným se jeví dálkové ladění. Ostatní ovládací prvky, jako hlasitost, korekce, vyvážení, je nutné zřídka kdy přestavovat. Budeme-li ovládat pouze naladění přijímače, je možné použít jednopovelovou ovládací soupravu. Bude tak značně zjednodušena konstrukce přijímače i vysílače ovládacích signálů. Použití jednopovelového systému sice do jisté míry omezuje způsob ladění přijímače, toto omezení se však v praktickém provozu projeví zcela nepatrně.

V čem je podstata? Vysvětlení je zcela jednoduché. Jedním ovládacím signálem

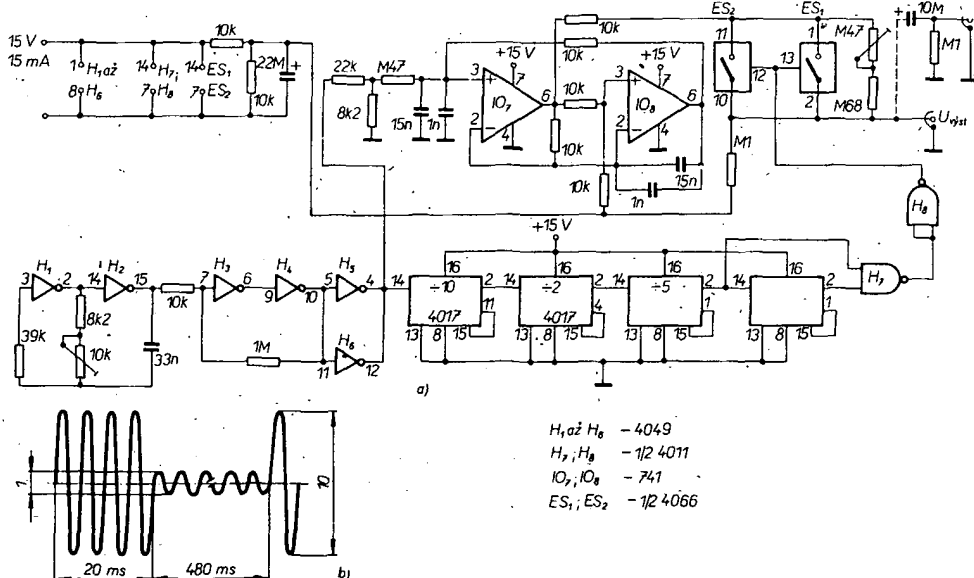
můžeme přeladit přijímač vždy stejným způsobem. Např. můžeme dálkově přepínat naladění přijímače na předem předladěné vysílače. To znamená, že každý ovládací signál přeladí přijímač na další předvolený vysílač. Po vysílání, který je předvolen jako poslední, bude následovat stanice, která je předvolena jako první. Není tedy v tomto případě možné naladit přijímač na libovolnou stanici. Dále není možné vyladit v kterémkoli okamžiku libovolnou stanici z těch, které byly předvoleny. Dálkové ovládání v tomto případě pracuje podobně jako kruhový čítač. Pokud máme například předvoleny čtyři stanice, které si označíme A, B, C, D, potom vždy po stanici A můžeme naladit stanici B; po stanici B stanici C, po stanici C stanici D a konečně po stanici D stanici A. Chceme-li tedy po stanici B naladit stanici A, musíme vyslat ovládací signál třikrát.

Výhodnější se jeví způsob dálkového ovládání, při němž je použito tzv. automatické ladění přijímače. Automatické ladění přeladí přijímač s příchodem ovládacího povelu vždy na nejbližší stanici v přijímaném kmitočtovém pásmu. Přijímač se přeladuje ovšem stále stejným směrem, tj. od nejvyšších kmitočtů k nejnižším nebo obráceně. Pokud je přijímač uvedeným způsobem přeladován od nejvyššího kmitočtu (100 MHz) směrem k nejnižšímu kmitočtu (63 MHz), potom automatické ladění po dosažení nejnižšího kmitočtu skokem přeladí přijímač na nejvyšší kmitočet a dálkové ladění může probíhat znovu. Výhodou dálkového ovládání s automatickým laděním je to, že přijímač můžeme naladit na libovolnou stanici, přijímaného kmitočtového pásma, na rozdíl od dálkového ovládání, které využívá pouze předvolených stanic.

Dalším důležitým prvkem dálkového ovládání je vysílač a přijímač ovládacích signálů. Nejjednodušším vysílačem je tlačítko, které je dvěma vodiči propojeno přímo s přijímačem. Výhodou tohoto řešení je jednoduchost, která však na druhé straně při praktickém provozu přináší komplikace, neboť jsme neustále „přivázáni“ k přijímači. Proto je lepší „bezdrátové“ ovládání přijímače. Pokud odmltíme použít v dálkové ovládání (způsobuje rušení přijímače), zbyvá v současné době ovládání pomocí ultrazvuku nebo pomocí infračervených vln.

Jako první bylo komerčně zavedeno používání ultrazvukového ovládání, které bylo realizováno v pásmu 35 až 45 kHz a to v několika kmitočtových kanálech, tj.

Obr. 62. Zapojení generátoru pro měření výkonové přebuditelnosti (a) a průběh výstupního napětí (b)



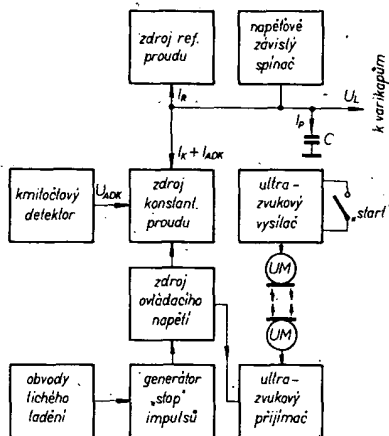
H_1 až H_6 – 4049
 H_7 , H_8 – 1/2 4011
 I_{O_1} , I_{O_2} – 741
 ES_1 , ES_2 – 1/2 4066

ovládání souprava byla vícekanálová. S postupem času se přešlo na ovládací systémy pracující na základě infračervených vln. Tyto systémy byly v posledních letech velmi dobře propracovány a umožňují ovládat prakticky všechny potřebné ovládací prvky rozhlasových přijímačů nebo televizorů.

V dále popisovaném systému dálkového ovládání ladění přijímače byl použit způsob s automatickým laděním a s jednopolevým vysíláním ultrazvukových ovládacích signálů; kmitočet ovládacích signálů je 40 kHz.

Automatické ladění

Principem dále popisovaného automatického ladění je vybíjení kondenzátoru konstantním proudem. V uvedeném systému je k vybíjení kondenzátoru C použít zdroj konstantního proudu k . Náboj kondenzátoru (a tedy i napětí na něm) bude závislý na proudu I_k referenčního zdroje proudu (obr. 63). Směrem ke spodnímu



Obr. 63. Blokové zapojení obvodu dálkového ovládání ladění přijímače

konci přeladovaného kmitočtového pásma (asi 63 MHz) se ladí přiložením ovládacího napětí ke zdroji konstantního proudu. Ladící napětí U_L se může buď

- zmenšovat, je-li $k > I_k$ (kondenzátor se vybíjí proudem $k - I_k$),
- nebo být konstantní, je-li $k = I_k$ (zanedbáváme svodový proud kondenzátoru C).

Zdroj konstantního proudu je vybaven zdrojem ovládacího napětí, které při sepnutí tlačítka „START“ (toto tlačítko je umístěno ve vysílači dálkového ovládání) působí tak, že k bude větší než I_k . Potom se tedy bude kondenzátor C nabíjet proudem $k - I_k$, takže se napětí U_L bude zmenšovat. To znamená, že přijímač se bude přeladovat směrem ke spodnímu konci přeladovaného pásma. Bude-li při určitém napětí U_L přijímač naladěn na signál dostatečně silného vysílače, zdroj ovládacího napětí se automaticky přepne tak, že $k = I_k$. Napětí U_L bude tedy konstantní a přesnost naladění je dále již řízena pouze napětím ADK (automatické doladění kmitočtu).

Automatické ladění může tak pokračovat, vždy s dalším vybavením tlačítka „START“, od stanice ke stanici, až ke spodnímu konci přeladovaného kmitočtového pásma (asi 63 MHz), kdy napětí U_L bude minimální. V tomto okamžiku napěťově závislý spínač nabije kondenzátor C a ladící napětí se skokem vrátí na výchozí úroveň. Přijímač se tedy skokem přeladí na horní konec kmitočtového pásma, tj. na asi 100 MHz.

Správné naladění přijímače na žádanou stanici vyžaduje, aby napětí U_L bylo v tomto případě konstantní, čehož by se mělo dosáhnout, bude-li platit $k = I_k$. Nesmíme ovšem zapomenout, že kondenzátor C bude mít svodový proud I_s a že zdroje proudu k a I_k budou vykazovat proudový drift v závislosti na čase. Tyto parazitní proudy označíme I_p . To znamená, že by při přesném naladění měla být splněna podmínka $k + I_p = I_k$.

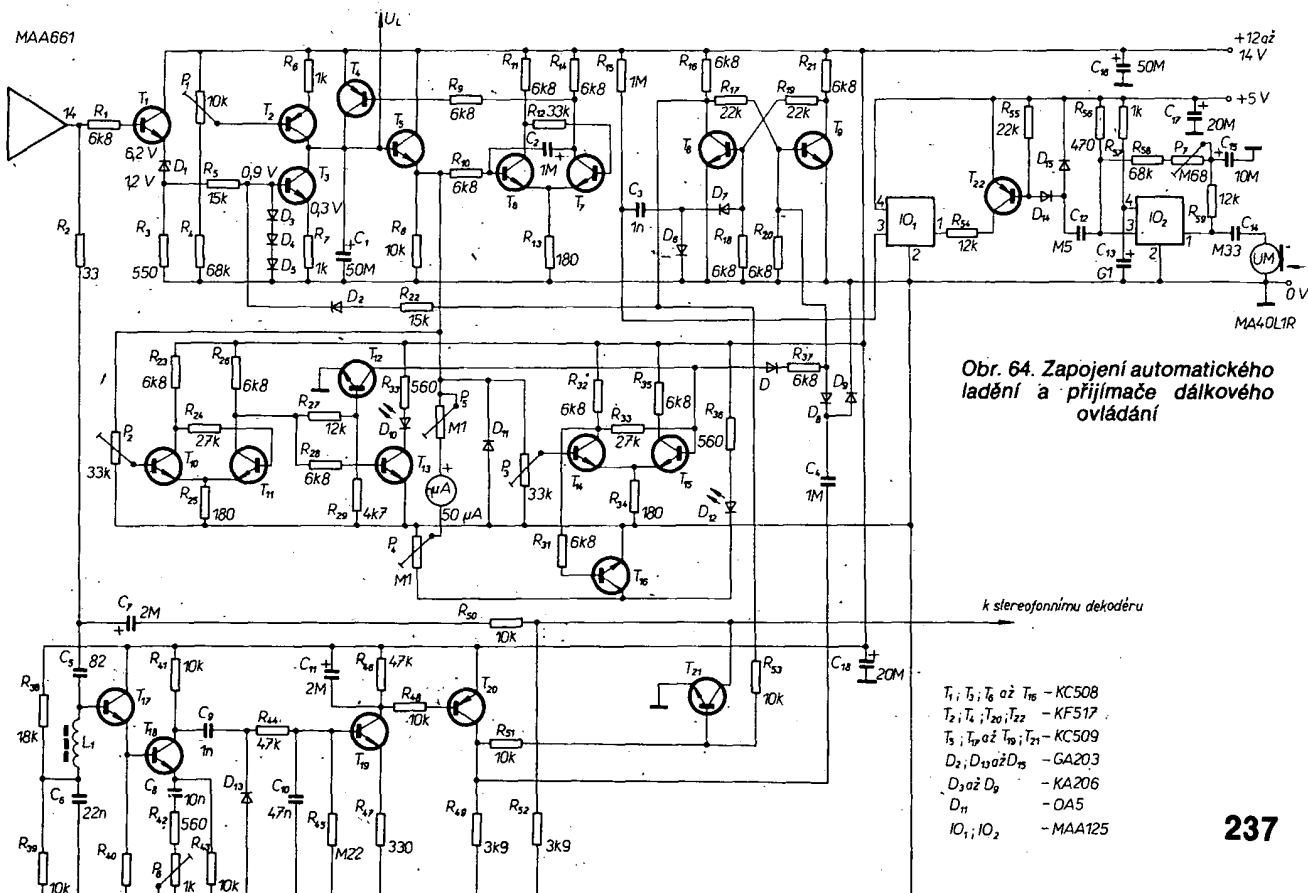
Vzhledem k tomu, že proud I_p není konstantní, bude se během času měnit proud $k + I_p$. Tyto změny je nutno kompenzovat proudem I_{ADK} , který je odvozen z napětí U_{ADK} . Nyní tedy bude platit $k + I_p + I_{ADK} = I_k$.

Jak jsme se již zmínili, součástí obvodů automatického ladění je zdroj ovládacího napětí, který automaticky mění velikost k v okamžiku, kdy je naladěna nějaká stanice. Impuls pro ovládání tohoto zdroje je odvozen z obvodu tichého ladění. Obvod, v němž vzniká uvažovaný impuls, budeme nazývat generátorem stop-impulsu. Je nutné, aby stop-impuls byl vyslán právě v okamžiku, kdy vyhledávaná stanice je již v „záchytném rozsahu“ automatického doladění kmitočtu.

Na základě předcházejícího rozboru vidíme, že obvody automatického ladění budou obsahovat:

- Zdroj konstantního proudu k , který je řízen jednak napětím U_{ADK} (z výstupu kmitočtového detektoru) a jednak zdrojem ovládacího napětí.
- Přepínatelný zdroj ovládacího napětí.
- Generátor stop-impulsu.
- Zdroj proudu I_k .

Na obr. 64 je skutečné zapojení obvodů automatického ladění. Řídicí napětí U_{ADK} z výstupu kmitočtového detektoru (vývod 14 IO MAA661) je přivedeno na bázi tranzistoru T_1 , který je zapojen jako emitorový sledovač. V emitoru T_1 je zapojena Zenerova dioda D_1 , která posouvá stejnosměrnou úroveň napětí U_{ADK} asi o 5 V směrem k nulové úrovni. Bez tohoto posuvu by bylo minimální ladící napětí U_L příliš velké, tzn. že by nebylo možné naladit stanice na spodním konci kmitočtového pásma. Pokud by nestačil posuv na Zenerově diodě, je nutné k ní do série ještě zapojit jednu nebo několik křemíkových diod. V každém případě je nutné dosáhnout takového napětí na emitoru T_1 , jaké je uvedeno na obr. 64. Jako zdroj konstantního proudu k je zapojen tranzistor T_3 . Proud tohoto zdroje je řízen jednak napětím U_{ADK} (přes odpor 15 kΩ), jednak



Obr. 64. Zapojení automatického ladění a přijímače dálkového ovládání

- $T_1, T_5, T_6, T_{10} - KC508$
- $T_2, T_4, T_{11}, T_{12} - KF517$
- $T_3, T_7, T_8, T_9, T_{13} - KC509$
- $D_2, D_{13}, D_{15} - GA203$
- $D_3, D_4, D_9 - KA206$
- $D_{11} - OA5$
- $IO_1, IO_2 - MAA125$

napětím ze zdroje ovládacího napětí (přes diodu D₂).

Zdroj referenčního proudu I_R je realizován tranzistorem T₂. Vhodnou velikost proudu I_R nastavujeme odporovým trimrem P₁.

Zdroj ovládacího napětí je zapojen jako bistabilní klopný obvod (s tranzistory T₈, T₉). Jeho stav je ovládán zápornými impulsy, které jsou přiváděny na bázi tranzistorů T₈ a T₉. Vlivem derivačního charakteru obvodů v bázích těchto tranzistorů překlápí se ve skutečnosti bistabilní klopný obvod při sestupné hraně kladného impulsu, který je přiveden na kondenzátor C₃ nebo C₄. Při povelu „START“ (po stisknutí tlačítka spínače na vysílaci) se tranzistor T₈ uzavře. Napětí na jeho kolektoru se zvětší asi na 6 až 8 V. Toto napětí je potom přivedeno na bázi T₃, který se v tomto případě více otevře, tj. jeho kolektorový proud se zvětší. Kondenzátor C₁ se začne vybíjet a napětí U_L se zmenšuje. Naladí-li se přijímač na nějakou stanici, překlápí se klopný obvod sestupnou hranou impulsu, přivedenou na bázi T₉, který je přiveden z obvodu tichého ladění. Tranzistor T₈ se nyní plně otevře a napětí na kolektoru T₈ bude téměř nulové. Vzhledem k tomu, že napětí na bázi T₃ je nyní kladnější než napětí na kolektoru T₈, bude zdroj konstantního proudu oddělen od zdroje ovládacího napětí. Bude tedy nyní splněna podmínka $k + b + I_{DK} = I_R$, která je nutná, aby přijímač byl naladěn na žádanou stanici. Diody D₃ až D₅ omezují napětí U_{DK} na bázi T₃ na vhodnou velikost. Zlepšuje se tak „zastavování“ automatického ladění na „slabších“ stanicích.

Napěťové závislý spínač se skládá z monostabilního klopného obvodu s tranzistory T₆, T₇ a spínacího tranzistoru T₄. Ladicí napětí U_L je přivedeno na bázi T₆ přes oddělovací stupeň s tranzistorem T₅. K emitoru T₅ můžeme také připojit ručkové měřidlo, které při provozu s automatickým laděním bude nahrazovat stupnici.

Nastavit správný proud I_R je velmi jednoduché. Po instalaci obvodu automatického ladění do přijímače odpojme jeden z vývodů D₂ (přerušíme tak přívod ovládacího napětí). Uvedeme přijímač do chodu s odpojenou anténou. Mezi emitor T₅ a zem připojíme stejnosměrný voltmetr. Trimrem P₁ nastavíme takový proud I_R , aby se napětí na měřicím přístroji ustálilo asi na 7 až 8 V. Po připojení D₂ na původní místo je nastavování skončeno. Aby nedocházelo k rušivým zvukům po stisknutí tlačítka „START“, odebírá se z kolektoru T₈ napětí, které otevírá zkratovací tranzistor T₂₁ v obvodu tichého ladění.

Vlastní systém automatického ladění je dále doplněn o obvod, který automaticky vykládá pásmo, které neobsahuje rozhlasové FM stanice, tj. pásmo 74 až 88 MHz. V tomto případě se automatické ladění „nezastaví“ na žádném signálu v uvedeném mezipásmu.

Zapojení tohoto obvodu je rovněž na obr. 64. Základním požadavkem v tomto případě bude potlačit stop-impulsy v pásmu 74 až 88 MHz. K tomuto účelu slouží dva klopné obvod s tranzistory T₁₀ a T₁₁, případně T₁₄ a T₁₅. Trimrem P₂ je nastavena taková úroveň ladicího napětí U_L (které je odebíráno pro tyto účely z emitoru T₅), při níž bude tranzistor T₁₀ ve vodivém stavu v celém pásmu kmitočtů 88 až 100 MHz. Zmenší-li se ladicí napětí U_L na napětí, odpovídající naladění přijímače na kmitočet 88 MHz, obvod se překlápí a tranzistor T₁₀ přejde do nevodivého stavu. Druhý klopný obvod je nastaven

Tab. 15. Závislost kolektorového napětí na ladění přijímače

Stav	Kmitočet [MHz]	T ₁₀	T ₁₁	T ₁₄	T ₁₅
1	88 až 100	0	+	0	+
2	74 až 88	+	0	0	+
3	63 až 74	+	0	+	0

Poznámka. Napětí označená jako + jsou ve skutečnosti asi 6 až 8 V.

trimrem P₃ tak, aby tranzistor T₁₄ vedl v pásmu 74 až 100 MHz. Po dosažení takové úrovně U_L , která odpovídá přijímači naladěnému na kmitočet 74 MHz, obvod se překlápí a tranzistor T₁₄ přejde do nevodivého stavu.

V tab. 15 je závislost kolektorového napětí jednotlivých tranzistorů na naladění přijímače.

Pro naše účely budeme vyžadovat, aby při kombinaci kolektorových napětí označených v tab. 15 jako stav 2 (a pouze v tomto stavu) byly stop-impulsy potlačeny. Za základ vyhodnocení tohoto stavu jsou vzata napětí na kolektorech tranzistorů T₁₁ a T₁₅. Jako vyhodnocovací prvek je použit tranzistor T₁₂. Jak se můžeme jednoduše přesvědčit, pouze ve stavu 2 bude T₁₂ v nevodivém stavu, tj. na jeho kolektoru bude plné napájecí napětí. Toto kladné napětí je potom dále přivedeno do příslušného klopného obvodu generátoru stop-impulsu a zabráňuje tak jeho překlápění. Pokud se obvod nepřeklápí, nevznikne tedy ani stop-impuls. To znamená, že automatické ladění se nemůže zastavit na žádné stanici v pásmu 74 až 88 MHz.

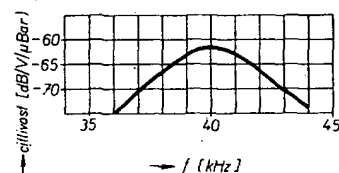
Luminiscenční diody v kolektorech T₁₃ a T₁₆ signalizují, je-li přijímač naladěn v pásmu 63 a 74 MHz, nebo v pásmu 88 až 100 MHz.

Jak již bylo řečeno, je vhodné k indikaci ladicího napětí U_L použít ručkové měřidlo, které je zapojeno tak, že v každém z obou pásem je plně využit jeho celý rozsah. Aby zapojení pracovalo správně, je třeba správně nastavit trimry P₄ a P₅. Trimr P₅ nastavíme tak, aby při naladění přijímače na kmitočet 100 MHz byla výchylka ručky měřidla maximální. Pak přeladíme přijímač na kmitočet 88 MHz a nastavíme trimrem P₄ nulovou výchylku. Tento postup je vhodné několikrát opakovat. Při nastavování trimrů P₄ a P₅ je vhodné připojit na vstup přijímače signální generátor, který střídavě ladíme na 88 a 100 MHz; tím je zaručeno, že automatické ladění se zastaví přesně na požadovaných kmitočtech.

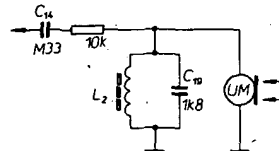
Obvod tichého ladění

K informaci o kvalitě přijímané stanice se využívá obsahu šumu v detekovaném signálu. Jak je známo, nejvyšší modulační kmitočet může být 53 kHz (v případě stereofonního vysílání), zatímco šumové spektrum na výstupu kmitočtového detektoru (není-li připojen obvod deemfáze) zasahuje do vyšších kmitočtů (asi do 100 kHz). Nf část šumového spektra spolu s demodulovaným nf signálem jsou odfiltrovány a naopak „vf“ část šumového spektra je zesílána a detekována. Získaná stejnosměrná složka je po zesílení použita pro zkratování nf signálu (tiché ladění), který obsahuje šum. Navíc je stejnosměrná složka použita k „výrobě“ stop-impulsu, nutného pro funkci automatického ladění.

Skutečné provedení obvodu je na obr. 64. Výstupní napětí z kmitočtového detektoru je přes kondenzátor C₅ přivedeno na bázi tranzistoru T₁₇. Kondenzátor C₅ spolu



Obr. 65. Kmitočtová charakteristika ultrazvukového měniče



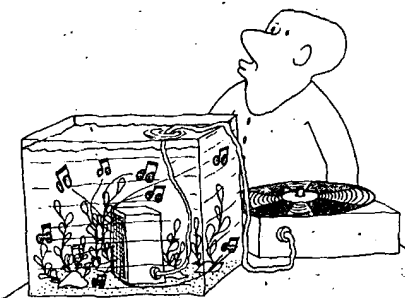
Obr. 66. Zapojení při ultrazvukovém měření mimo přijímač

s cívkou L₁ tvoří sériový odlaďovač pro nf část signálu. „Vf“ část šumového spektra je zesílána dvojicí tranzistorů T₁₇ a T₁₈. Zesílení této dvojice můžeme nastavit trimrem P₆. Tímto způsobem ovládáme úroveň vstupního signálu, při níž začínají obvody tichého ladění pracovat. Po detekci diodou D₁₃ je stejnosměrná složka zesílána dvojicí tranzistorů T₁₉ a T₂₀. Z výstupu T₂₀ je ovládán zkratovací tranzistor T₂₁. Na kolektoru tohoto tranzistoru je nulové napětí, pokud je naladěna stanice. Je-li přijímač naladěn mimo stanici, bude na kolektoru T₂₀ přibližné napájecí napětí. To znamená, že se při naladění na stanici skokem zmenší napětí na kolektoru T₂₀ k nule. Sestupná hrana tohoto napěťového skoku zastaví pak rychlé přeladování přijímače.

Přijímač ultrazvukových ovládacích signálů

Nejdůležitějším prvkem ultrazvukového přijímače je vlastní ultrazvukový měnič (mikrofon). Na tomto místě byl použit ultrazvukový měnič fy Stettner typu MA40L1R. Tento měnič je zvláště vhodný pro použití v jednoduších ovládacích systémech, neboť je konstruován jako velmi selektivní prvek (obr. 65). Odpadá nutnost použít na přijímací straně selektivní obvody, tj. ovládací přijímač může být realizován jako širokopásmový. Přijímač je pak velmi jednoduchý, obr. 64. Ultrazvukový měnič je připojen přes oddělovací kondenzátor na vstup lineárního obvodu MAA125, který zaručuje velké zesílení pracovního ultrazvukového signálu (40 kHz). Po detekci diodami D₁₄ a D₁₅ následuje zesilovač a tvarovač stejnosměrné složky s tranzistorem T₂₂ a obvodem MAA125. Z výstupu tohoto obvodu (vývod 3) je odebírán impuls START.

Pokud bude ultrazvukový měnič umístěn mimo rozhlasový přijímač, je vhodné na vstup ultrazvukového přijímače zapojit jednoduchý rezonanční obvod naladěný na 40 kHz. Tato alternativa je na obr. 66. Zabráníme tak pronikání nežádoucích kmitočtů na vstup. Je pochopitelné, že při



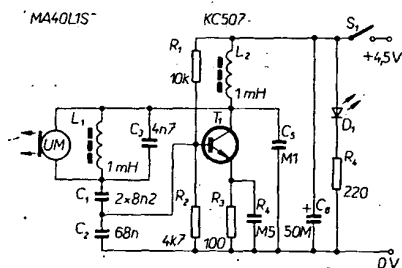
použití uvedeného rezonančního obvodu je nutné ultrazvukový měnič připojit stíněným kabelem.

Nastavení ultrazvukového přijímače je velmi jednoduché. Pomocí trimru 680 k Ω (P_7) nastavíme na vývodu 3 druhého IO přibližně poloviční napájecí napětí, tj. asi 2,5 V. Tímto krokem je ultrazvukový přijímač nastaven.

Vysílač ultrazvukových ovládacích signálů

Vysílač ultrazvukových ovládacích signálů obsahuje oscilátor, který kmitá na pracovním kmitočtu (40 kHz) a ultrazvukový měnič. Na místě ultrazvukového měniče je použit typ MA40L1S fy Stettner. Měníče tohoto typu jsou vyráběny jako dvojice. Pro plné vybuzení a tedy i pro maximální vyzářený výkon je nutné přivést na ultrazvukový měnič sinusové efektivní napětí 20 V. Tomuto požadavku bude tedy i podřízen návrh oscilátoru ve vysílači. Vzhledem k tomu, že vysílač bude napájen z baterie (jde o přenosné zařízení), bude vždy nutné transformovat výstupní napětí z oscilátoru směrem nahoru. Nejjednodušší by bylo použít oscilátor RC s jedním zesilovacím stupněm, který bude impedančně přizpůsoben k ultrazvukovému měniči. Nevýhodou tohoto jednoduchého řešení je, že kmitočet oscilátoru RC je značně závislý na napájecím napětí. Je proto výhodnější použít oscilátor LC.

Skutečně použité zapojení oscilátoru je na obr. 67. V tomto zapojení je na svor-



Obr. 67. Zapojení vysílače ultrazvuku pro dálkové ovládání

kách měniče (na cílce L_1) efektivní napětí 21 V při napájecím napětí $U_b = 4,5$ V. Nastavovat oscilátor doporučuji pomocí osciloskopu (vystačíme si s nF voltmetrem): připojíme přijímací ultrazvukový měnič k osciloskopu a umístíme ho do vzdálenosti 20 až 30 cm od vysílačského měniče. Při správném nastavení vysílače a přijímače pracuje dálkové ovládání spolehlivě do vzdálenosti 10 m.

Je přijímaný pořad skutečně stereofonní?

Nový způsob indikace stereofonních pořadů

Každý z posluchačů stereofonního rozhlasového vysílání si jistě všimnul, že se stereofonní efekt během vysílání mění. Dokonce bývá prakticky nulový, to znamená, že vysílaný pořad je monofonní, a to i tehdy, svítí-li na přijímači indikační žárovka „STEREO“. Uvedené „kolísání“ stereofonního efektu může vést i k domněnce, že se jedná o závadu na rozhlasovém přijímači. Ve většině případů se však nejedná o závadu na přijímací straně, ale o vlastnost stereofonního vysílání. Skutečnost, že na rozhlasovém přijímači indikátor stereofonního vysílání indikuje ste-

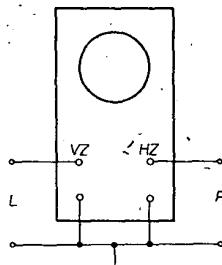
reofonní pořad, neznamena ještě, že se skutečně jedná o stereofonní program. Ve většině komerčních i amatérsky vyráběných stereofonních přijímačů indikátor „STEREO“ indikuje totiž pouze přítomnost pilotního signálu 19 kHz, který je na přijímací straně nutný k obnovení pomocné nosné vlny 38 kHz. Pilotní signál je většinou dále ještě použit k automatickému přepínání provozu MONO-STEREO ve stereofonním dekodéru rozhlasového přijímače. Ovšem pouhá přítomnost pilotního signálu ještě nemusí znamenat, že se skutečně jedná o stereofonní přenos. S prudkým rozvojem stereofonního vysílání hodné vysílacích stanic prakticky po celý vysílací čas vysílá s užitečným signálem i pilotní signál. Dříve se pilotní signál vysílal pouze tehdy, byl-li vysílán stereofonní program. přítomnost pilotního signálu byla skutečně plnohodnotnou informací o stereofonním pořadu. V současné době je pilotní signál vysílán i v případech, že se nejedná o stereofonní program. Mohou to být různé zpravodajské relace, ale i hudební pořady.

Někdy se také může „ztratit“ stereofonní efekt ve skutečném stereofonním pořadu tím, že se reprodukuje mezi stereofonními nahrávkami i skladby staršího data, které byly nahrány monofonně. Výsledný dojem je pak takový, že jedna skladba má velmi dobrý stereofonní efekt a hned třeba následující, která byla nahrána monofonně, pochopitelně žádný stereofonní efekt nemá.

Je nutné se tedy smířit se skutečností, že prakticky u každého stávajícího rozhlasového přijímače indikátor „STEREO“ může, ale nemusí indikovat stereofonní pořad. Žádný z výrobků na tuto skutečnost zatím ještě bohužel nereagoval. Tento stav byl také důvodem, proč byl vyvinut nový způsob vyhodnocení stereofonních pořadů.

Určení relativní velikosti stereofonního efektu osciloskopem

Jak už vyplývá z názvu této metody, bude v tomto případě nutný osciloskop. Vyhoví jakýkoli typ, který umožňuje přenést signál i na vstup horizontálního zesilovače. Princip této metody je založen na tom, že při monofonním signálu je signál L z levého kanálu totožný co do amplitudy i do fáze se signálem P z pravého kanálu. V případě stereofonního signálu se potom signál L obecně liší od signálu P, a to jak co do amplitudy, tak i do fáze. Blokové zapojení na obr. 68 pro



Obr. 68.

stanovení relativní velikosti stereofonního efektu je proto totožné se zapojením pro určení fázového posuvu mezi dvěma signály.

Jak je vidět z obrázku, na vstup vertikálního zesilovače osciloskopu je přiveden signál L, zatímco na vstup horizontálního zesilovače signál P. Je lhostejné, zda signály L a P odeberáme z výstupu stereofonního dekodéru, nebo z výstupu nf zesilovače. Jedinou podmínkou je správné nastavení citlivosti vertikálního a hori-

zontálního zesilovače osciloskopu. Rozhlasový přijímač naladíme na stanici, která vysílá monofonně (můžeme použít i rozhlasovou stanici, která vysílá stereofonně, ale musíme přepnout na provoz MONO). Na stínítku obrazovky se objeví úsečka, která je nakloněna o určitý úhel α od svislé osy stínítka (obr. 69). Vhodným nastavením citlivosti vertikálního a horizontálního zesilovače osciloskopu nastavíme sklon úsečky tak, aby $\alpha = +45^\circ$.

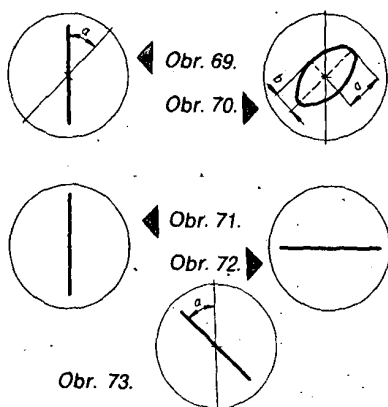
Při nastavování vhodné velikosti citlivosti vertikálního a horizontálního zesilovače je nutné vždy dodržet zásadu, že oba zesilovače musí mít stejnou citlivost. Pokud jsou signály L a P přesně vyváženy, bude platit $\alpha = 45^\circ$. Nejsou-li signály L a P přesně vyváženy, je pochopitelné, že $\alpha \neq 45^\circ$. Malou změnou citlivosti horizontálního nebo vertikálního zesilovače, můžeme dosáhnout stavu, kdy $\alpha = 45^\circ$. Stejného efektu je možno dosáhnout změnou nastavení potenciometru „VYVÁŽENÍ“. Touto metodou můžeme i hrubě přepřekontrolovat vyvážení kanálů. Zde je ovšem nutno upozornit, že přesné vyvážení kanálů podle osciloskopu nemusí být optimální. Při skutečném poslechu stereofonního pořadu bude vždy ještě hrát svoji roli nejen akustika místnosti, ve které je reprodukční zařízení umístěno, ale i účinnost reprodukcí soustav. Vlastní vyvážení je proto lépe nastavovat při stereofonním testu, který je vysílán vysílačem. Osciloskopickou metodou můžeme použít pouze při hrubém nastavení vyvážení kanálů.

Je pochopitelné, že délka úsečky se s hloubkou modulace bude měnit, neboť je závislá na velikosti signálů L a P. Je tedy nutné nejen dodržet podmínku $\alpha = 45^\circ$, ale také podmínku, aby při špičkových hodnotách signálů L a P byla na stínítku obrazovky osciloskopu celá úsečka.

Pokud je nastaven správný sklon a celá délka úsečky, přeladíme přijímač na stanici, která vysílá stereofonně (případně vybavíme tlačítko „STEREO“). To znamená, že na příslušné vstupy osciloskopu přivedeme signály L a P, které odpovídají stereofonnímu signálu. Na stínítku obrazovky vznikne nyní v obecném případě velmi složitý obrazec. Pokud je ve stereofonním pořadu byl jen jeden sólový nástroj, nebo jeden zpěvák či řečník, vznikne různé deformovaná elipsa s proměnlivým sklonem (během zpěvu nebo skladby) hlavní osy (obr. 70). Také poměr velikosti velké a malé osy (a/b) se bude v čase měnit. Ve většině případů nebude hrát pouze jeden nástroj, ale celý orchestr či skupina. Výsledkem bude elipsa, uvnitř jakoby „zašuměná“, její sklon se bude stále měnit, bude se různě deformovat, nafukovat atd.

Nyní je velmi jednoduché již ohodnotit stereofonní vysílání. Pokud se na stínítku objeví úsečka, skloněná pouze o úhel $\alpha = 45^\circ$, bude se jednat pouze o monofonní vysílání. Pokud se objeví elipsa, která má velký poměr a/b (tj. velmi málo se liší od úsečky), bude signál sice stereofonní, ale s malým stereofonním efektem. Největšího stereofonního efektu je podle subjektivních pokusů dosaženo tehdy, když se elipsa změní v kruh ($a/b = 1$). Tento případ nastává, je-li např. skladba nahrána velkým orchestrem. Je tedy možno vizuálně posuzovat stereofonní efekt i během jedné skladby.

Velmi zajímavé je i sledování vysílaných stereofonních testů. Pokud bude signál přenášen jen v jednom kanálu, např. v levém, bude na stínítku pouze vertikální úsečka (obr. 71), pokud bude signál přenášen pouze v pravém kanálu, bude na stínítku pouze horizontální úsečka (obr. 72). Jestliže bude ve stereofonním testu



vysílána pasáž „úmyslně s nesprávnou polaritou“, objeví se na stínítku úsečka, jejíž sklon je opačný než v případě monofonního vysílání (obr. 73), tj. $\alpha = -45^\circ$. Je pochopitelné, že uvedenou metodou je možné kontrolovat stereofonní pořad, ale můžeme ji použít ke kontrole stereofonní nahrávky na gramofonové desce či magnetofonovém pásku.

Uvedená osciloskopická metoda má kromě možnosti kontroly stereofonního pořadu ještě jednu zajímavost. Pokud totiž vnímáme stereofonní pořad sluchem i zrakem, tak se v některých případech celkový stereofonní vjem zdůrazňuje. Je to tak trochu podobné vnímání barevné hudby.

K možnosti rozšíření osciloskopické metody je ovšem nutné poznamenat, že uvedená metoda bude mít vždy spíše demonstrační či ilustrační charakter. Ve sporných případech se totiž budeme moci přesvědčit „na vlastní oči“, jak to vlastně se stereofonním vysíláním je.

Pro praktické použití budeme raději takovou metodu, která spolehlivě rozliší stereofonní vysílání od monofonního (a to bez ohledu na přítomnost pilotního signálu), a která navíc bude levná a nebude vyžadovat žádný zásah do stávajícího reprodukčního reprodukcího zařízení. Uvedené důvody vedly proto k návrhu a realizaci jednoduchého indikátoru, který má pouze tři aktivní prvky ($2 \times KC509$, $1 \times MAA115$).

Jednoduchý indikátor stereofonních pořadů s automatickým spínačem MONO-STEREO

Dříve než bude vysvětlena činnost indikátoru, je vhodné krátce se zmínit o způsobu, jakým se získává stereofonní signál na vysílací straně.

Signály z pravého a levého kanálu se vedou přes příslušné zesilovače, které obsahují i členy preemfáze, do maticového obvodu. V maticovém obvodu se ze signálů pravého a levého kanálu vytvoří součtový signál $L + P$ (označený někdy písmenem M) a rozdílový signál $L - P$ (označovaný někdy písmenem S). Rozdílový signál se dále přivádí do modulačního zařízení, které potlačuje signál nosného kmitočtu. Do modulačního zařízení se zároveň přivádí i pomocný nosný signál 38 kHz, vytvořený z pilotního signálu 19 kHz násobením.

V modulatoru se rozdílový signál $L - P$ amplitudově namoduluje na pomocnou nosnou 38 kHz, přičemž se pomocná nosná potlačí. Postranní pásma pomocné nosné se z modulatoru přivádějí do kombinačního obvodu, kde se k nim přidává

součtový signál $L + P$ a pilotní signál 19 kHz. Tato kmitočtová směs (multiplexní signál), vytvořená v kombinačním obvodu, se po zesílení přivádí do modulačního stupně vysílače.

Multiplexní signál lze také získat použitím obvodů pracujících na principu časového multiplexu, tj. rychlým přepínáním signálů z levého a pravého kanálu.

Nositel stereofonní informace je u stereofonního přenosu právě rozdílový signál $L - P$. To znamená, že pokud je přenos monofonní, je $L - P = 0$. Naopak, součtový signál zajišťuje sluchitelnost monofonních přijímačů pro stereofonní pořady. Z uvedeného krátkého rozboru vyplývá, že amplitudu rozdílového signálu můžeme přijmout jako relativní míru stereofonního efektu.

Je pochopitelné, že správně bychom měli vyhodnocovat poměr signálů S/M, a nikoli pouze signál S. Indikační zařízení by však bylo zbytečně složité. Pro stereofonní přijímače stačí vyhodnocovat pouze signál S. V tomto případě musíme ovšem výstupní akustické signály L a P odebrat z výstupu stereofonního dekodéru, nebo z takového místa zesilovacího řetězce přijímače, kde na amplitudu výstupních signálů nemá ještě vliv regulátor hlasitosti (např. výstup pro nahrávání). Tím bude zajištěno, že součtový signál $L + P$ bude mít prakticky stejnou střední úroveň (vyplývá to z principu kmitočtové modulace).

Zapojení jednoduchého indikátoru, kterým se vyhodnocuje rozdílový signál $L - P$, za předpokladu, že úroveň součtového signálu je přibližně konstantní, je na obr. 74. Signál P je přiveden na vstup tranzistoru T₁, který je zapojen jako invertor. Je-li tedy na vstupu signál P, na výstupu invertoru bude signál $-P$.

Odpory R₇ a R₈ společně s trimrem R₉ tvoří součtový obvod. Na živém konci trimru R₉ bude proto signál $L - P$. Za součtovým obvodem následuje jednoduchý zesilovač s lineárním integrovaným obvodem IO₁. Zesilovač zajišťuje dostatečné zesílení rozdílového signálu $L - P$ a to takové, aby signál mohl být detekován diodou D₁. Stejněměrný signál z výstupu detekčního obvodu je pak dále přiveden do báze tranzistoru T₂, který pracuje jako spínač. Konečně v kolektorovém obvodu tranzistoru T₂ je zapojena indikační luminiscenční dioda D₂, která indikuje úroveň rozdílového signálu $L - P$.

Nastavení indikátoru je velmi jednoduché. Nejprve je nutné nastavit správný pracovní bod zesilovače IO₁. Na vývod 3 IO₁ připojíme ss voltmetr (např. Avomet) a trimrem R₁₂ nastavíme takovou výchylku voltmetru, která odpovídá polovičnímu napájecímu napětí (tj. přibližně 2 až 3 V).

Dále připojíme do bodu A osciloskop

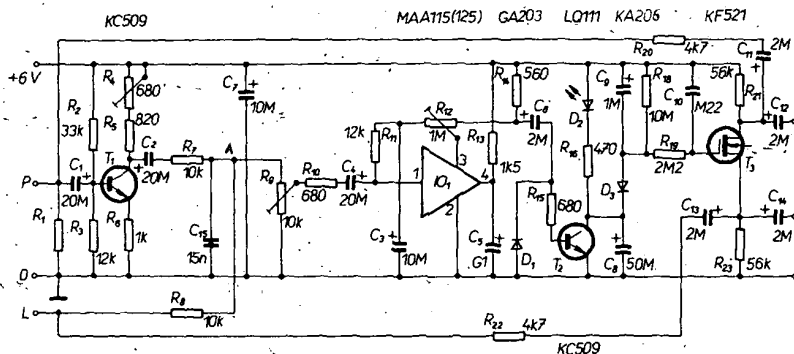
nebo nf milivoltmetr. Na vstupy indikátoru přivedeme signály L a P. Přijímač naladíme na monofonní stanici, případně vybavíme tlačítko „MONO“. Vhodným nastavením trimru R₄ se snažíme dosáhnout co nejmenšího napětí v bodě A. Nastavíme tak vlastně maximální potlačení součtové složky $L + P$. Dále vhodným nastavením trimru R₉ nastavíme takovou úroveň, při které ani modulační špičky nedokáží rozsvítit indikační diodu D₂.

Tímto krokem je již indikátor připraven k provozu. Přijímač naladíme na stereofonní stanici, popř. vybavíme tlačítko „STEREO“. Indikační dioda D₂ nyní již bude svým svitem indikovat rozdílovou složku $L - P$. Zcela bezpečně tak rozpoznáme monofonní signál od stereofonního.

Pro správnou funkci indikátoru je ovšem nutné splnit jednu podmínku. Je totiž nutné zajistit přibližně konstantní střední úroveň vstupních signálů L a P. Tato podmínka vyplývá z toho faktu, že indikátor potlačuje součtovou složku asi o -20 dB. Při velkém monofonním signálu může totiž nastat stav, při kterém součtová složka (i když bude potlačena o -20 dB) způsobí falešné rozsvícení indikační diody. (Potlačení součtové složky o -20 dB se zde myslí mezi vstupem indikátoru a bodem A; tento parametr je při ožívání indikátoru vhodné ověřit). Proto se musí indikátor připojit např. na výstup stereofonního dekodéru, nebo na výstup z přijímače, který je určen pro připojení magnetofonu. Regulátor hlasitosti nemá potom vliv na jeho nastavení. Vhodná úroveň efektivního vstupního signálu L a P je 50 až 500 mV. Pokud by byly vstupní signály větší, je nutné na vstup indikátoru připojit odporové děliče.

Stereofonní indikátor lze jednoduše doplnit tak, že může pracovat také jako automatický přepínač MONO-STEREO. Úprava je na obr. 74. Jak je vidět, je stereofonní indikátor doplněn o obvod s tranzistorem MOSFET KF521. Doplněk je zapojen mezi výstupy P a L stereofonního dekodéru (popř. tuneru) a vstupy L a P nf zesilovače. Princip činnosti doplněk spočívá v tom, že při funkci MONO spojí navzájem výstupy L a P, zatímco ve funkci stereo jím procházejí signály levého a pravého kanálu bez jakéhokoliv ovlivnění.

Tranzistor T₃ při provozu MONO vede a svým vodivým přechodem S-D propojí vzájemně výstup levého a pravého akustického kanálu. Naopak při provozu STEREO tranzistor T₃ nevede. Ovládací napětí pro T₃ je odvozeno od kolektorového napětí T₂. Je-li T₂ v nevodivém stavu (MONO), je na řídicí elektrodě T₃ přes odpory R₁₆ a R₁₉ napětí +6 V. Vzhledem k tomu, že na elektrodě S T₃ je také +6 V, bude T₃ ve vodivém stavu. To znamená, že výstupy L a P jsou vodivě propojeny a je



Obr. 74. Zapojení jednoduchého indikátoru mono-stereo